

PCT

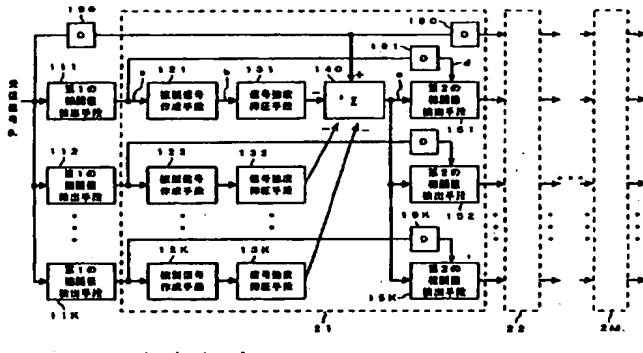
世界知的所有権機関  
国際事務局  
特許協力条約に基づいて公開された国際出願



(51) 国際特許分類6 H04J 13/00	A1	(11) 国際公開番号  (43) 国際公開日	WO97/33401 1997年9月12日(12.09.97)
(21) 国際出願番号 PCT/JP97/00679 (22) 国際出願日 1997年3月5日(05.03.97) (30) 優先権データ 特願平8/78171 1996年3月7日(07.03.96) JP (71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 国際電信電話株式会社 (KOKUSAI DENSHIN DENWA KABUSHIKI KAISHA)[JP/JP] 〒163-03 東京都新宿区西新宿2丁目3番2号 Tokyo, (JP) (71) 出願人; および (72) 発明者 鈴木利則(SUZUKI, Toshinori)[JP/JP] 〒175 東京都板橋区赤塚4丁目14番8-403号 Tokyo, (JP) 武内良男(TAKEUCHI, Yoshio)[JP/JP] 〒330 埼玉県大宮市宮原町1丁目87番1-805号 Saitama, (JP) (74) 代理人 弁理士 田中香樹, 外(TANAKA, Koju et al.) 〒160 東京都新宿区西新宿3丁目3番23号 ファミール西新宿403号 Tokyo, (JP)	(81) 指定国 JP, KR, SE, US. 添付公開書類 国際調査報告書		

## (54) Title: SPREAD-SPECTRUM SIGNAL DEMODULATOR

## (54) 発明の名称 スペクトル拡散信号復調装置



a: received signal  
 111, 112, 11K: first correlation value detecting  
 means  
 121, 122, 12K: replica signal generating means  
 131, 132, 13K: signal intensity suppressing means  
 151, 152, 15K: second correlation value detecting  
 means

## (57) Abstract

A spread-spectrum signal demodulator which receives a signal in which a plurality of spread-spectrum signals are combined, comprising at least one signal intensity suppressing means which weakens the intensity of a correlation signal outputted from a first correlation value detecting means or a duplicate signal at least one time before the correlation signal is outputted through a duplicate signal generating means, a duplicate signal subtracting means, and a second correlation value detecting means. The interference removing ability is improved with nearly the same processing quantity as that of the conventional duplicate signal removing system, and the interference removing characteristic is improved as the number of interference removing circuits is increased regardless of the magnitude of the cross correlation. When a sufficient number of interference removing circuits is provided, the same effect as that obtained by the conventional cross correlation removing method can be obtained in real time regardless of the magnitude of the cross correlation.

(57) 要約

スペクトル拡散信号が複数合成された受信信号を入力とするスペクトル拡散信号復調装置において、第1の相関値検出手段で出力される相関信号が複製信号作成手段と複製信号減算手段と第2の相関値検出手段を経て出力されるまでの間に、少なくとも1回、該相関信号もしくは複製信号に対してその強度を弱める少なくとも1個の信号強度抑圧手段を設ける。本発明によれば、従来の複製信号除去方式とほぼ同等の処理量で干渉除去能力を向上させ、しかも、相互相関の大きさに関わらず干渉除去回路の数を増やすに従って干渉除去特性を向上させることができる。また、十分な数の干渉除去回路を用意すれば、相互相関の大きさに関わらず、従来の相互相関除去と同等の効果をリアルタイム処理で得ることができる。

情報としての用途のみ

PCTに基づいて公開される国際出願をパンフレット第一頁にPCT加盟国を同定するために使用されるコード

AL	アルバニア	EE	エストニア	LR	リベリア	RU	ロシア連邦
AM	アルメニア	ES	スペイン	LS	レソト	SDE	スードアン
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LT	リトアニア	SG	スウェーデン
AU	オーストラリア	FR	フランス	LU	ルクセンブルク	SGI	シンガポール
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LV	ラトヴィア	SK	スロヴェニア
BB	バルバドス	GB	イギリス	MC	モナコ	SNK	スロヴァキア共和国
BE	ベルギー	GE	グルジア	MD	モルドバ	SZ	セネガル
BG	ブルガリア・ファン	GH	ガーナ	MG	マダガスカル	TD	スウェーデン
BJ	ブルガリア	GN	ギニア	MK	マケドニア旧ユーゴスラ	TG	チヤード
BR	ベナン	GRU	ギリシャ	VI	ヴィア共和国	TJ	トーゴ
BY	ブラジル	HES	ハンガリー	ML	マリ	TM	タジキスタン
CA	ベラルーシ	IIS	アイスランド	MN	モンゴル	TR	トルコ
CCF	カナダ	IT	アイスラン	MR	モーリタニア	TT	トリニダード・トバゴ
CG	中央アフリカ共和国	JP	イタリー	MW	マラウイ	UAG	ウクライナ
CH	コンゴー	KE	日本	MX	メキシコ	UGA	ウガンダ
CI	スイス	KG	ケニア	NE	ニジエール	USS	米国
CM	コート・ジボアール	KG	キルギスタン	NL	オランダ	UZ	ウズベキスタン共和国
CN	カーボルーン	KP	朝鮮民主主義人民共和国	NO	ノルウェー	VN	ヴィエトナム
CZ	中国	KR	大韓民国	NZ	ニュージーランド	YU	ユーゴスラビア
DE	チエコ共和国	KZ	カザフスタン	PL	ポーランド		
DK	ドイツ	L	リヒテンシュタイン	PT	ポルトガル		
	デンマーク	K	スリランカ	RO	ルーマニア		

## 明細書

## スペクトル拡散信号復調装置

## 技術分野

この発明はスペクトル拡散信号復調装置に関し、特に、セルラー通信システム、構内無線通信システム、あるいは無線LANシステム等に用いられるスペクトル拡散信号復調装置に関する。

## 背景技術

スペクトル拡散信号による符号分割多元接続(CDMA)を行うシステムにおいては、複数の信号が同時に同一の帯域を用いて伝送されるため、各信号に割り当てられた符号間の相関によって信号間の干渉が生じ、信号数が増えるに従って特性が劣化する。さらに信号レベルにばらつきがある場合には、小さいレベルの信号が大きいレベルの信号から受ける干渉が相対的に大きなものとなり、小さいレベルの信号の特性が大きく劣化してしまう。

このような信号間の干渉を低減することにより、特性を改善する方式がいくつか提案されている。その一つは相互相関除去方式と呼ばれるものである。この方式は、予めわかっている符号間の相関値を用いて相関除去を行う方式であり、この方式を実現する構成例を第19図に示す。同図において、1001～100Kは相関器、101は相互相関除去回路である。

スペクトル拡散方式としては直接拡散方式を想定し、受信信号をrと表す。該受信信号rは、第23図の式(1)で表すことができる。

ここに、同時に伝送される信号の個数をK、 $k$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ )

番目の送信シンボルを  $d_k$  、  $k$  番目の信号の拡散符号を  $c_k$  、 拡散符号  $c_k$  による拡散操作を  $\bar{c}_k$  、 伝送路で付加される背景雑音を  $n$  、 受信レベルを  $a_k$  としている。

拡散操作  $\bar{c}_k$  と相関操作  $\hat{c}_k$  が同期していれば、 同図の式(2) の規則が成り立つ。

ただし、 相関操作  $\hat{c}_k$  が終了するのは 1 シンボルの传送が完了したあとであるから、 これを示すために 1 シンボル分の遅延因子  $z$  をつけて表現している。

受信信号  $r$  に対し、  $k$  番目の信号の相関器 100k 出力  $\hat{d}_k$  は同図の式(3) のように表される。

全ての復調対象信号を同時に記述するためにベクトル表現すると、 同図の式(4) のようになる。 ここで、  $\tilde{C}$  は相互相関行列に対応する行列型演算子である。

簡単のため、 信号間でシンボルタイミングが同期しているものとし、 信号  $i$  ( $i = 1, 2, \dots, K$ ) と信号  $j$  ( $j = 1, 2, \dots, K$ ) 間の相互相関値を  $c_{i,j}$  ( $c_{i,i} = 1, |c_{i,j}| \leq 1$ ) とすると、 同図の式(5) が成り立つ。 ここで、  $c_{i,j}$  を要素とする行列  $C$  は、 各信号間の相互相関を表す。

相互相関除去回路 101 は、 相互相関行列  $C$  の逆行列 ( $C^{-1}$ ) を求め、 相関器 1001 ~ 100K の出力に対して同図の式(6) で表せる行列乗算を行う。

個々の信号の拡散符号は予めわかっているので、 相互相関行列  $C$  の要素  $c_{i,j}$  も予め計算でき、 逆行列 ( $C^{-1}$ ) も予め求めておくことができる。

以上のような相互相関除去により得られた信号  $\hat{d}^{(\infty)}$  は、 同図の式(5) を式(6) に代入することにより、 同図の式(7) のように表されるこ

とがわかる。

これはつまり、相関除去された信号  $\hat{d}^{(\infty)}$  は、もとの信号の受信レベル  $A$  と送信シンボル  $d$  の積に雑音成分  $n$  が加わったものとなり、同時に受信される他の信号の影響は一切受けないこととなる。すなわち、信号間の相互干渉がなくなることを意味しており、干渉除去された検波信号が得られることになる。この干渉除去されたそれぞれの検波信号に対して位相同期などを行い、ビット判定することにより、それぞれの信号の復調を行うことができる。

なお、相関除去方式についてシンボル同期している場合についての動作を示したが、同期していない場合についても、文献 "Near-Far Residual of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels" (E. Lups, S. Verdu, IEEE Trans. Com. Vol. 38, No. 4, April 1990) に示されるように、同期の場合と同等に相関除去を行うことができる。すなわち、十分長い時間の間に送られるシンボル数を  $L$  とすると、この期間において  $L$   $K$  の同期した信号が伝送されていると見なすことができるから、 $L$   $K$   $\times$   $L$   $K$  の大きさを持つ相関行列  $C$  を扱うことによって、非同期の場合の相関除去を達成することができる。

相関除去方式は、信号数の増減があると相関行列  $C$  の大きさが変わるために、相関除去の処理に用いる逆行列  $C^{-1}$  を再計算しなければならない。また、拡散符号の変更/変化があった場合、相関行列  $C$  が変化するので、やはり逆行列  $C^{-1}$  を再計算しなければならない。すなわち、ボイスアクチベーションなどにより、信号のオン・オフが頻繁に発生する場合や、移動通信において遅延量の変化がはやい場合などは、非常に短い時間の中で逆行列計算を行う必要がある。

逆行列演算は一般に、行列の大きさの3乗に比例した計算量を要する。すなわち、シンボル同期している場合で  $K$  の3乗程度、非同期の場合に

は (LK) の3乗程度に比例した計算量となるから、逆行列演算をリアルタイムで行うことは困難となる。

上述した相互相関除去方式の他に、信号間の干渉を除去することにより特性を改善するもう一つの方式として、複製信号除去方式がある。この方式は、それぞれの信号の複製信号を作成し、もとの信号から差し引くことにより干渉を低減する方式であり、復調の対象とする信号を1つずつもとの信号から差し引く方法（シリアル方式）と、復調の対象とする信号をまとめてもとの信号から差し引く方法（パラレル方式）がある。シリアル方式（successive方式とも呼ばれる）は第20図に、パラレル方式は第21図に示されているような構成の装置により実現されている。

これらの図の装置は信号数がKの場合を示しており、相関器1191～119Kで検出されたシンボルを、再変調器1291～129Kで再拡散することにより複製信号を生成し、複製信号除去器1491～149Kによってもとの信号（受信信号）から他局の複製信号を一つずつもしくはまとめて差し引き、相関器1591～159Kで再度シンボルを検出するものである。干渉除去回路2791、2792、2891、2892において、干渉除去回路2791と2792、および干渉除去回路2891と2892はそれぞれ同一もしくは同等の構成を有している。これらを複数段接続することにより、上記再変調器と複製信号除去器と相関器による信号処理を繰り返し行う。それぞれの方式（パラレル方式とシリアル方式）における複製信号の生成は、相関器で検出したシンボルの強度を保ったまま再拡散する方法（軟判定基準）と、相関器で検出したシンボルを一旦ビット判定（硬判定基準）し、再拡散した後で、個々の信号の受信レベルを乗じることで信号強度を回復する方式にさらに分類される。

シリアル方式には、相関器1191によって最初に復調される信号は

干渉の除去がされないという問題がある。この問題を解消するため、通常は最も強い信号を先に復調し、最も弱い信号を最後に復調することで、全体で見たときの復調特性を向上させる手法がとられる。個々の信号の強度を検出する手段がない場合には、代替手段を用いてなんらかの基準で信号のランキングがなされ、これに従って復調する順番を決定する。しかし、このようなランキングによって復調する順番が隨時かわるような構成は、回路規模が増大する。すなわち、特性上の問題を補うために、新たな構成上の問題を招く。

パラレル方式は、それぞれの信号の受信強度が等しいか互いに近い場合には、シリアル方式に比べて干渉除去特性が良い。しかし、フェージング環境下や遠近問題などにより個々の信号レベルが大きく違うような場合においては、シリアル方式のほうが干渉除去特性がよくなる。なお、このあたりの議論は、文献"Multiuser Detection for CDMA System"

(A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar) IEEE Personal Communications, April 1995) に詳しく記されている。また、パラレル方式は、復調する信号数Kと拡散率がある割合を超えると、ステージ数を増加させるにつれて復調特性が逆に劣化してしまう問題がある。このため、従来の文献では、復調する信号数Kと拡散率の割合がおよそ0.5以下、ステージ数も2~3段に限定した場合の復調特性のみが報告されている。例えば、上述の文献では2段まで、文献Y. Yoon, R. Kohno, et. al: "A Spread-Spectrum Multi-Access System with a Co-Channel Interference Canceller for Multipath Fading Channels", IEEE JSAC, Dec. 1993では3段までである。

特開平7-131382号公報 (USP 5 467 368)において発明された干渉除去方式は一種のパラレル方式であり、第22図に示されているような構成の装置で実現される。ここで、相関器1191~11

9Kの相関器で検出されたシンボルを、再変調器1291～129Kで再拡散することにより複製信号を生成し、複製信号除去器1490によって元の信号（受信信号）から全ての複製信号をまとめて差し引き、相関器1191～119Kで再度検出したシンボルに対して、相関器1591～159Kで検出されたシンボルをそれぞれ加算する。干渉除去回路2991、2992は、同一もしくは同等の構成を有している。

上述の記法を用いて、第22図に示されているような構成の装置の動作について以下に説明する。相関器 $119k$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ ) の出力は(3)式で与えられているから、再変調器 $129k$ の出力で得られる $k$ 番目の複製信号は第24図の式(8)のようになる。

全ての複製信号は複製信号除去器1490によって受信信号から差し引かれ、同図の式(9)の信号が得られる。

複製信号除去器1490の出力信号は、相関器1591～159Kに入力され、それぞれの信号に対応する拡散符号との相関が求められた後に、相関器1191～119Kで検出されたシンボルが加えられる。ここで得られる信号（干渉除去回路2991の $k$ 番目の出力シンボル）を $\hat{d}_k(1)$  とすると、同図の式(10)で表すことができる。

上式を $K$ 個の信号数だけベクトル表現すれば同図の式(11)のようになる。

ここで、1は単位行列である。

再変調器1291～129Kの再変調器から相関器1591～159Kの相関器までの処理をM回繰り返したときに得られる信号を $\hat{d}(M)$  とすると、同図の式(12)のようになる。

ここで、式(12)の右辺に含まれる $\hat{d}$ は相関器1191～119Kで検出された信号であり、前記式(4)で表される。式(4)は次の式(13)のように変形できる。

式(13)を式(12)に代入することにより、干渉除去回路がM段のときに得られる信号 $\hat{d}^{(M)}$ は同図の式(14)のようになることがわかる。

上式において、右辺第一項はもとの信号の受信レベルAと送信シンボルdの積となり、これは検波しようとしている希望信号成分そのものである。同第二項は、相関行列が干渉除去回路の台数Mだけ乗じられており、これは残留干渉成分である。これは、すなわち、もし相関行列Cが同図の条件式(15)を満たせば、干渉除去回路の数を増やす毎に干渉成分が小さくなることを示している。

次に、復調しようとしている信号のシンボルタイミングを抽出する方法について述べる。通常は、干渉除去されていない受信信号と個々のスペクトル拡散信号に割り当てられた拡散符号との相関値を整合フィルタを用いて検出し、そのピークタイミングに基づいてシンボルタイミングが決定される。

干渉除去によって回線の品質を向上させる効果を利用して、一定の品質が満たされるまで多くの信号を同一の帯域に収容することができる。このため、干渉除去の効果を頼りに収容信号数を増やすと、相互相関が大きくなるために、受信信号から抽出したシンボルタイミングの精度が劣化する。これはつまり、精度の低いシンボルタイミングに基づいて複製信号を生成するから、誤った複製信号によって干渉除去が正常に行われず、復調特性が劣化することとなる。しかし、このような、干渉除去を前提としたシンボルタイミングの抽出方法については殆ど検討されていない。

相関除去方式は、前記したように、完全に干渉が除去された検波信号を得ることができるが、非常に大きな行列の逆行列計算を行う必要があるため処理量が膨大となり、リアルタイムで実現することが困難である。

従来の複製信号除去方式は、相関除去方式に比べてはるかに少ない処

理量で実現することができるが、符号間の相関のために、相関器 119 k の出力中に干渉信号の影響が現れ、従って再変調器 129 k で生成される複製信号は干渉の影響による誤差を含んでいる。この誤差は、複製信号除去を繰り返す毎に蓄積され、検波の対象としている希望信号そのものの大きさをやがて越えてしまう。すなわち、干渉除去能力に限界があり、干渉除去回路数を増やし続けるとやがて特性が悪化する。

一方、特開平 7-131382 号公報 (U.S.P 5467368) において出願された方式は、前記したように、複製信号をパラレルに作成し、もとの受信信号から除去する一種の複製信号除去方式である。特に、軟判定を用いて複製信号を作成すると、その結果得られる出力信号は相関除去方式に近いものとなる。すなわち、複製信号除去方式と同程度の処理量で、優れた特性を得ることができる。

しかし、同方式においてもやはり、特定の条件下において、符号間の相関による複製信号の誤差がステージを経る度に蓄積され、やがて検波の対象としている希望信号そのものの大きさを越えてしまう。この条件は、1 つの信号が  $(K - 1)$  の信号から受ける相互相関によって支配されており、例えば、相互相関の大きさが 0.5 程度のときにステージ数が 1 ~ 3 段においては平均した特性がやや改善されるが、さらにステージ数を増やすと逆に劣化しはじめ、やがて急激に特性が悪化するという問題がある。

### 発明の開示

本発明は、上述の従来技術の問題点を解決するためのものであり、従来の複製信号除去方式より、わずかに処理量を増やすだけで、干渉除去能力を大幅に向上させるスペクトル拡散信号復調装置を提供することを目的とする。

また、本発明は、特開平7-131382号公報 (U S P 5 4 6 7 3 6 8) において出願された方式が有する前述の問題を解決するためのものであり、相互相関の大きさによらずに、干渉除去回路の数を増やすことによっていくらでも相互相関除去方式の特性に近づけることができるスペクトル拡散信号復調装置を提供することを目的とする。

さらに、本発明は、従来の干渉除去方式で考慮されていなかった、シンボルタイミングの抽出精度を向上させるスペクトル拡散信号復調装置を提供することを目的とする。

この発明は、スペクトル拡散信号が複数合成された受信信号を入力とするスペクトル拡散信号復調装置において、受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号に割り当てられた拡散符号と該受信信号との相関値を検出する少なくとも1個の第1の相関値検出手段と、前記第1の相関値検出手段により検出された相関値をそれぞれのシンボルタイミングに合わせて該拡散符号で再度拡散することにより該受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号の複製を作成する少なくとも1個の複製信号作成手段と、前記複製信号作成手段により得られた複製信号を該受信信号から減じる少なくとも1個の複製信号減算手段と、前記複製信号減算手段により得られた複製信号除去後の受信信号と該受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号に割り当てられた拡散符号との相関値を検出する少なくとも1個の第2の相関値検出手段と、前記第1の相関値検出手段で出力される相関信号が複製信号作成手段と複製信号減算手段と第2の相関値検出手段を経て出力されるまでの間に生成される中間信号（相関信号や複製信号も含む）に対して、少なくとも1回その強度を弱める少なくとも1個の信号強度抑圧手段と、上記複製信号作成手段、複製信号減算手段、第2の相関値検出手段、および信号強度抑圧手段からなる干渉除去回路を複数個縦続接続した点に特徴がある。

この発明によれば、干渉除去能力を大幅に向上させることができ、また干渉除去回路の数を増やすことによっていくらでも相互相関除去方式の特性に近づけることができるスペクトル拡散信号復調装置を提供することができるようになる。

#### 図面の簡単な説明

第1図は本発明の第1の実施形態の構成を示すブロック図である。第2図は第1図の複製信号作成手段の一具体例の構成を示すブロック図である。第3図は第1図の信号強度抑圧手段の一具体例の構成を示すブロック図である。第4図は第1図の第2の相関値検出手段の一具体例の構成を示すブロック図である。第5図は前記複製信号作成手段の他の具体例の構成を示すブロック図である。第6図は前記複製信号作成手段のさらに他の具体例の構成を示すブロック図である。第7図は信号強度抑圧手段の他の具体例の構成を示すブロック図である。第8図は第7図の信号強度抑圧手段の特性を示す図である。第9図は前記第2の相関値検出手段の他の具体例の構成を示すブロック図である。第10図は本発明の第2の実施形態の構成を示すブロック図である。第11図は本発明の第3の実施形態の構成を示すブロック図である。第12図は第11図の相関器の一具体例の構成を示すブロック図である。第13図は第11図の再変調器の一具体例の構成を示すブロック図である。第14図は本発明の第4の実施形態の構成を示すブロック図である。第15図は本発明の第5の実施形態の構成を示すブロック図である。第16図は本発明の第6の実施形態の構成を示すブロック図である。第17図は本発明の第7の実施形態の構成を示すブロック図である。第18図は本発明の第8の実施形態の構成を示すブロック図である。第19図は従来の相関除去方式のスペクトル拡散信号復調装置の構成を示すブロック図である。第2

0図は従来の複製信号除去方式のスペクトル拡散信号復調装置の第1の構成を示すブロック図である。第21図は従来の複製信号除去方式のスペクトル拡散信号復調装置の第2の構成を示すブロック図である。第22図は特開平7-131382号公報(USP5467368)において発明された干渉除去方式の構成を示すブロック図である。第23図は従来装置の動作を説明するための数式を示す図である。第24図は従来装置および本発明の動作を説明するための数式を示す図である。第25図は本発明の動作を説明するための数式を示す図である。

#### 発明を実施するための最良の形態

以下に、図面を参照して、本発明を詳細に説明する。

第1図は、本発明のスペクトル拡散信号復調装置の第1実施形態の構成を示すブロック図である。第1図に示されているように、本実施形態のスペクトル拡散信号復調装置は、受信信号を入力とし、受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号に割り当てられた拡散符号と該受信信号との相関値を検出する第1の相関値検出手段111～11K、該受信信号を遅らせて出力する遅延素子190、該第1の相関値検出手段111～11Kおよび遅延素子190の出力信号を入力とする干渉除去回路21、および該干渉除去回路21と同構成の多段接続された干渉除去回路22～2M(Mは正の整数)から構成されている。

前記のように、干渉除去回路21～2Mは同一もしくは同等の構成であるので、干渉除去回路21を代表に挙げてその構成を説明すると、該干渉除去回路21は、前記第1の相関値検出手段111～11Kの出力信号を入力とする複製信号作成手段121～12K、該複製信号作成手段121～12Kの出力信号である複製信号の強度を抑圧する信号強度抑圧手段131～13K、前記遅延素子190によって遅延された受信

信号から前記信号強度抑圧手段 131～13K の出力信号の和を減算する信号減算手段 140、入力シンボルを遅らせて出力する遅延素子 191～19K、および該信号減算手段 140 と遅延素子 191～19K の出力信号を入力とする第 2 の相関値検出手段 151～15K から構成されている。

前記複製信号作成手段 121～12K は、前記第 1 の相関値検出手段により検出された相関値をそれぞれの送信シンボルのタイミングに合わせて該拡散符号で再度拡散することにより該受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号の複製を作成する。また、前記第 2 の相関値検出手段 151～15K は、前記複製信号減算手段により得られた複製信号除去後の受信信号と該受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号に割り当てられた拡散符号との相関値を検出する。

次に、前記干渉除去回路 21 の各構成要素の構成の一例を、具体例により説明する。まず、前記複製信号作成手段 121 の一具体例を第 2 図を参照して説明する。なお、前記複製信号作成手段 121～12K のそれは同一または同等の構成を有しているので、ここでは複製信号作成手段 121 を代表にあげて説明する。

複製信号作成手段 121 は、図示されているように、前記第 1 の相関値検出手段 111 からの出力信号を入力とするラッチ回路 321、拡散符号を発生する拡散符号生成器 323、および前記ラッチ回路 321 の出力と前記拡散符号を乗じる乗算器 322 から構成されている。ラッチ回路 321 は、シンボル毎に入力される信号をラッチして、1 シンボルの期間にわたってその値を保持して出力する。拡散符号生成器 323 は、シンボルタイミングに合わせて予め設定されている拡散符号を発生する。乗算器 322 は、ラッチ回路 321 の出力と前記拡散符号を乗じた結果を出力する。前記シンボルタイミングは、第 1 の相関値検出手段 111

から供給される。

次に、前記信号強度抑圧手段 131 の一具体例の構成を、第3図を参照して説明する。なお、前記信号強度抑圧手段 131～13K のそれぞれは同一または同等の構成を有しているので、ここでは前記信号強度抑圧手段 131 を代表にあげて説明する。

第3図において、乗算器 351 は、予め設定された 0 以上 1 未満の抑圧係数と入力信号を乗じて出力する。なお、従来の技術で実現されるスペクトル拡散信号復調装置はこの係数を 1 に設定した場合と等価であり、この場合においては前述した従来技術の問題が生じる。すなわち、それらの問題を解決するためには、複製信号もしくは相関信号の強度を抑圧することが非常に重要となる。この具体例では、該抑圧係数は固定値としているが、本発明はこれに限定されるものではない。

次に、前記第2の相関値検出手段 151 の一具体例の構成を、第4図を参照して説明する。なお、前記複製信号作成手段 151～15K のそれぞれは同一または同等の構成を有しているので、ここでは複製信号作成手段 151 を代表にあげて説明する。

複製信号作成手段 151 は図示されているように、前記複製信号減算手段 140 からの出力信号を入力とし、該入力信号に拡散符号生成器 384 で生成された拡散符号を乗算する乗算器 381、該乗算結果を 1 シンボル期間だけ積分する積分器 382、および該積分結果に前記第1の相関値検出手段 111 の出力信号を前記遅延器 191 で遅延した信号を加算する加算器 383 から構成されている。ここに、前記拡散符号生成器 384 は、予め設定されている拡散符号をシンボルタイミングに合わせて発生させる。乗算器 381 は、複製信号除去手段からの出力信号と拡散符号を乗じた結果を出力する。積分器 382 は、シンボルタイミングに合わせて入力信号を 1 シンボル期間だけ積分した結果を出力する。

加算器383は、第1図に示された複製信号作成手段への入力信号と積分器382の出力を加算して出力する。

次に、第1図に示す本実施例の動作を数式を用いて以下に説明する。ここで、前記複製信号作成手段121～12Kとして第2図の構成を、前記信号強度抑圧手段131～13Kとして第3図の構成を、また、第2の相関値検出手段151～15Kとして第4図の構成を用いている。なお、以下の説明においては、ベースバンド信号処理を想定し、信号は全て複素信号で表されるとしているが、IF帯などにおいて同等の処理を実行しても構わない。

第1の相関値検出手段11k (k = 1, 2, …, K) の出力信号は前記(3)式で与えられ、これをベクトル表現した場合は前記(4)式もしくは(5)式で与えられる。抑圧係数1～抑圧係数Kを全て同じ値sとするとき、複製信号減算手段140の出力は第24図の式(16)で与えられる。すなわち、遅延器190の出力信号 $z_r$ から、信号強度抑圧手段131～13Kの出力信号の和を減じたものとなる。なお、本実施形態では、該抑圧係数1～抑圧係数Kを全て同じ値sとしたが、本発明はこれに限定されるものではない。

第2の相関値検出手段15k (k = 1, 2, …, K) の出力信号 $\hat{d}_k$ <sup>(1)</sup>は、第4図の構成の動作により第24図の式(17)で与えられ、これをベクトル表現した場合は第25図の式(18)となる。

第1図に示すように、干渉除去回路を多段接続することにより、前記複製信号作成手段、前記信号強度抑圧手段、前記複製信号減算手段および前記第2の相関値検出手段が繰り返し実行される。第M番目の干渉除去回路2Mの出力信号をベクトル $\hat{d}$  (M) とすると、それは同図の式(19)で与えられる。

第1の相関値検出手段11k (k = 1, 2, …, K) で検出された相

閾値は前記式(4)で与えられ、これを変形すると同図の式(20)となる。

前記式(20)を式(19)に代入すれば同図の式(21)を得る。

式(21)の右辺第1項は定数  $1/s$ 、元の信号の受信レベル  $A$ 、および送信シンボル  $d$  の積となり、これは検波しようとしている希望信号成分そのものである。同第2項は、前記式(4)の中で与えられる行列型演算子  $\tilde{C}$  と定数  $1/s$  の積が干渉除去回路の台数  $M$  だけ乗じられており、これは残留干渉成分である。これはすなわち、もし相関行列  $C$  が同図の条件式(22)を満たせば、干渉除去回路の数を増やす毎に干渉成分が小さくなることを示している。

ここで、相関行列  $C$  は、簡単のため信号間でシンボルタイミングが同期しているものとすれば、前記式(5)で示したものと同等のものである。前述のように、シンボルが非同期の場合についても同期の場合と同様に取り扱うことができるから、本発明を非同期の場合に適用しても同期の場合と同様の効果を得ることができる。

一般に、式(5)の形式で与えられる相関行列  $C$  は、直交行列  $X$  と固有値  $\alpha_i$  ( $i = 1, 2, \dots, K$ ) を用いて、同図の式(23)に示すように対角化が可能である。

よって、同図の式(24)が成立するから、干渉除去回路の数を増やす毎に干渉成分が小さくなるための条件式(22)は、結局、同図の式(25)と等価となる。

ここで相関行列の固有値  $\alpha_i$  はそれぞれのスペクトル拡散信号の拡散符号、符号波形、信号の到来時間差などによって決まるものであり、これらの固有値に対して式(25)を満たすように抑圧係数  $s$  を設定することにより、干渉除去回路の数を増やすことで干渉成分をいくらでも小さくすることができる。

具体的に一例を挙げれば、拡散率が 32、検波対象信号数  $K = 16$  の

時の固有値は、平均が 1 で分散が 0.47 となる。なお、この値は送信信号波形の帯域制限を行わず、かつ全ての検波対象信号がシンボル同期しており、かつランダム符号を拡散符号とした場合である。この場合、抑圧係数  $s$  を 0.6 程度に設定することにより、AWGN チャネルにおいて、干渉除去回路数  $M = 3$  で 8 dB 程度、 $M = 6$  で 12 dB 程度軽減することができる。

以上のように、前記実施形態では、前記複製信号作成手段 121～12K、信号強度抑圧手段 131～13K、および第 2 の相関値検出手段 151～15K として、それぞれ第 2 図、第 3 図、および第 4 図の構成を用いて説明したが、本発明はこれらの構成に限定されるものではない。以下に、該複製信号作成手段 121～12K、信号強度抑圧手段 131～13K、および第 2 の相関値検出手段 151～15K の他の具体例につき説明する。

第 5 図は、前記複製信号作成手段 121 の第 2 具体例の構成を示すブロック図である。該複製信号作成手段 121 は、図示されているように、硬判定器 331、ラッチ回路 332、乗算器 333、334、拡散符号生成器 335 から構成されている。硬判定器 331 は入力された信号の符号を判定して出力する。ラッチ回路 332 は、硬判定器 331 の出力符号をシンボルタイミングに合わせてラッチし、1 シンボルの期間にわたってその値を保持して出力する。拡散符号生成器 335 は、シンボルタイミングに合わせて予め設定されている拡散符号を発生させる。乗算器 333 は、ラッチ回路 332 の出力と拡散符号を乗じた結果を出力する。乗算器 334 は、硬判定器 331 に入力された信号に対応するスペクトル拡散信号の受信レベルと乗算器 333 の出力をそれぞれ乗じた信号を出力する。

次に、前記複製信号作成手段 121 の第 3 の具体例を第 6 図を参照し

て説明する。複製信号作成手段121は、図示されているように、RAKE合成器341、硬判定器342、ラッチ回路343、乗算器344、345、拡散符号生成器346、加算器347から構成されている。

すなわち、RAKE合成器341は、入力された信号において観測される時間分散された複数の到来信号の時間差を補正し、これらの信号を全加算して出力する。硬判定器342は入力された信号の符号を判定して出力する。ラッチ回路343は、硬判定器342の出力符号をシンボルタイミングに合わせてラッチし、1シンボルの期間にわたってその値を保持して出力する。

拡散符号生成器346は、RAKE合成器341で合成された複数の到来信号のうちの一つに対応するシンボルタイミングに合わせて予め設定されている拡散符号を発生させる。乗算器344は、ラッチ回路343の出力と拡散符号を乗じた結果を出力する。乗算器345は、RAKE合成器341で合成された複数の到来信号のうちの一つに対応するスペクトル拡散信号の受信レベルと乗算器344の出力をそれぞれ乗じた信号を出力する。一般に、乗算器344、345と拡散符号生成器346は、RAKE合成器341で合成された到来信号の数と同数だけ存在し、合成されたそれぞれの到来信号に対応したシンボルタイミングと受信レベルに基づいて拡散符号の生成と信号レベルの設定が行われる。このようにして乗算器345から出力される複数の信号は、加算器347において加算され出力信号となる。

次に、前記信号強度抑圧手段131の第2の具体例の構成を、第7図を参照して説明する。図示されているように、信号強度抑圧手段131は、リミッタ回路361、乗算器362から構成されている。リミッタ回路361は予め設定された閾値と入力信号の強度を比較し、入力信号強度が閾値を下回れば入力信号をそのまま出力し、閾値を上回れば出力

信号強度を飽和させる。乗算器362は、リミッタ回路361から出力される信号と予め設定された抑圧係数を乗じた信号を出力する。

第8図は、第7図で構成される信号強度抑圧手段の入出力信号の強度の関係を図示したものである。この図から、該信号強度抑圧手段は、入力信号強度が閾値より小さい時には、入力信号強度×抑圧係数を出力し、該閾値以上の時には、閾値×抑圧係数を出力することがわかる。

なお、前記信号強度抑圧手段131に関する上記以外の実施形態は種々考えられる。総じて言えば、信号強度抑圧手段131～13Kは、入力信号の平均電力に比べて出力信号の平均電力を小さくすることにより、信号強度の抑圧を実現する働きをする。

第9図は、前記第2の相関値検出手段151の第2具体例の構成を示す図である。該第2の相関値検出手段151は、第4図で示した第1具体例と同様2つの入力信号を持つが、この具体例ではシンボルタイミングを生成する点で第1具体例と異なる。図示されているように、第2の相関値検出手段151は、整合フィルタ391、加算器392、タイミング検出器393、タイミング生成器394から構成されている。

整合フィルタ391は予め設定された拡散符号と入力信号の相関値を検出して出力する。加算器392は第1図における複製信号作成手段への入力信号と整合フィルタ391からの出力信号を加算して出力する。タイミング検出器393は、出力される相関信号のピーク値に基づいてシンボルタイミングの先頭を検出する。タイミング生成器394はタイミング検出器393の信号に基づいてシンボルタイミングを生成する。

なお、以上の説明においてはハードウェアにより処理を実現する例を示しているが、本発明はこれに限定されず、汎用のプロセッサおよびメモリなどから構成される回路を用いて、ソフトウェアにより同様の処理を実現することも可能である。

次に、本発明の第2の実施形態を第10図のブロック図を参照して説明する。該スペクトル拡散信号復調装置は、受信信号を入力とする第1の相関値検出手段111～11K、該受信信号を遅らせて出力する遅延素子190、該第1の相関値検出手段111～11Kおよび遅延素子190の出力信号を入力とする干渉除去回路31、および該干渉除去回路31と同構成の多段接続された干渉除去回路32～3M（Mは正の整数）から構成されている。

該干渉除去回路31～3Mは同一または同等の構成を有しているので、干渉除去回路31を代表に挙げて、その構成を説明する。干渉除去回路31は、第1の相関値検出手段111～11Kの出力信号を入力とする複製信号検出手段121～12K、該複製信号検出手段121～12Kの出力信号を強度抑圧する信号強度抑圧手段131～13K、対応する信号強度抑圧手段以外の全ての信号強度抑圧手段からの出力信号が入力する複製信号減算手段141～14K、対応する複製信号減算手段141～14Kからの出力信号が入力する第2の相関値検出手段151～15K、および受信信号を遅らせて出力する遅延素子190から構成されている。

この実施形態では、第1図に示した第1の実施形態の構成に比べて、遅延素子191～19Kを削除することができるが、複製信号減算手段がK個必要となる。また、第2の相関値検出手段151～15Kは、第1の相関値検出手段111～11Kと同一もしくは同等の構成のものを用いることができる。

この理由は、第1の実施形態では、自分自身を含めた全ての複製信号を受信信号から差し引いた複製信号の誤差が複製信号減算手段140で生成されるのに対し、第2の実施形態では、自分以外の複製信号のみを受信信号から差し引いた複製信号除去信号が複製信号減算手段141～

14Kで生成されるので、第2の相関値検出手段で検出しようとしている目的の信号成分が既に該複製信号除去信号に含まれているからである。

これ以外の手段の具体例および動作については、第1の実施例で述べたものと同一であり、第2の実施形態全体の動作もまた第1の実施形態から容易に類推できるので、ここでは説明を省略する。

第11図は、本発明のスペクトル拡散信号復調装置の第3の実施形態の構成を示すブロック図である。該スペクトル拡散信号復調装置は、受信信号が入力してくる相関器211～21K、信号強度抑圧のための乗算器221～22K、受信信号を遅らせて出力する遅延素子290、多段に接続された干渉除去回路41～4Mから構成されている。

該干渉除去回路41～4Mは同一または同等の構成を有しているので、干渉除去回路41を代表に挙げて、その構成を説明する。干渉除去回路41は、複製信号を生成する再変調器231～23K、複製信号を受信信号から差し引く複製信号減算手段240、前記相関器211～21Kと同構成の相関器251～25K、信号強度抑圧のための乗算器261～26K、加算器271～27K、入カシンボルを遅らせて出力する遅延素子281～28K、および受信信号を遅らせて出力する遅延素子290から構成されている。

この実施形態は、前記第1の実施形態と同様に、複数個の干渉除去回路41～4Mを接続することにより、干渉信号をさらに減らすことができる。相関器211～21Kとしては、例えば第12図に示す整合フィルタ401とラッチ回路402からなる構成を、また再変調器231～23Kとしては、例えば第13図に示す乗算器403と拡散信号404からなる構成を用いることができる。

前記した構成の干渉除去回路を、図示のようにM段接続したとすると、最後に得られる検波信号のベクトルは第25図の式(26)で与えられる。

第1の実施形態で得られる検波信号は式(21)で与えられるから、これと式(26)を比較すれば、第1の実施形態で得られる検波信号の信号対干渉比ならびに信号対雑音比と、本実施形態で得られるそれらの値は同じであることがわかる。

つまり、本実施形態では、第1の実施形態と比較して信号の強度抑圧を行う場所が異なっているが、第1の実施形態で得られる検波信号の品質と同等の信号品質となることがわかる。このように、本発明における信号の強度抑圧を行う箇所は、再変調器の前後、減算器の前後、もしくは相関器の前後に位置することができる。

第14図は、本発明の第4の実施形態の構成を示すブロック図である。この実施形態は、第1の相関値検出手段411、多段に接続された干渉除去回路51～5Mから構成されている。また、同一または同構成の干渉除去回路51～5Mは、干渉除去回路51で代表して示されているように、受信信号を1シンボル時間遅らせてサンプル単位で出力する遅延素子421、複製信号減算手段431、信号強度抑圧手段441、複製信号作成手段451、および第2の相関値検出手段461から構成されている。前記各手段の動作は前記第1の実施形態のものと同じであるので、説明を省略する。

第15図は、本発明の第5の実施形態の構成を示すブロック図である。ここで干渉除去回路61は、干渉除去回路62～6Mと同一もしくは同等の構成である。また、該干渉除去回路61～6Mは、第1、第2、第3の実施形態で示した干渉除去回路21、31または41と同一もしくは同等の構成である。

いま、該干渉除去回路61が第1図の干渉除去回路21の同じ構成であるとすると、第15図の構成では、該干渉除去回路21の複製信号作成手段121～12Kに0信号が入力するのと同じことになる。第1図

の複製信号作成手段 121～12K に 0 信号が入力したとすると、複製信号減算手段 140 に入力する信号は受信信号と 0 信号が入力することになるから、該複製信号減算手段 140 からは、受信信号が output され、第 2 の相関値検出手段 151～15K に入力することになる。そして、該第 2 の相関値検出手段 151～15K からの出力が、第 2 段目の干渉除去回路 62 に入力することになる。

換言すれば、第 15 図の 0 信号を入力とする干渉除去回路 61 は、第 1 図の第 1 の相関値検出手段 111～11K および遅延器 190 と同じ働きをすることになる。そして、干渉除去回路 62、63、…が、第 1 図の干渉除去回路 21、22、…と同じ働きをすることになる。したがって、この実施形態によれば、前記第 1～4 実施形態のように、第 1 段目の干渉除去回路 21、31、41、51 の前段に、該干渉除去回路 21、31、41、51 と異なる回路を接続することなく、最初から干渉除去回路 62～6M と同じ構成の第 1 の相関値検出手段 61 を用いることができるようになり、回路構成を単純化すると共に、回路の作成に要するコストを低減できるという利点がある。

第 16 図は、本発明の第 6 の実施形態の構成を示すブロック図である。干渉除去回路 61～6M は、第 5 の実施形態で説明した構成と同一又は同等である。この実施形態は、受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号のうち、復調の対象となる信号が、無音声や非連続型送信モードのために一時的に送信停止になっている場合、該信号に対応する抑圧係数を一時的にゼロとする手段を設けた点に特徴がある。

送信状態判定器 620 は該手段の一例であり、図示されていない音声符号復号装置（ボコーダ：Voice Coder Decoder）からの信号により、検波対象信号の送信状態、すなわち検波対象信号の送信が一時停止されている状態にあるのか否かの検出をする。抑圧係数決定器 610 は、一時

停止されている状態にある信号の抑圧係数をゼロとする。一方、送信を行っている検波対象信号については、予め決められた値、または送信を行っている検波対象信号に応じた値を抑圧係数として出力する。これらの抑圧係数1、2、…、Kは干渉除去回路61に最初に入力され、次に遅延器631によって干渉除去回路61の処理遅延時間だけ遅れて次の干渉除去回路62に入力される。このようにして、抑圧係数は最後の干渉除去回路6Mまで引き継がれて入力される。

第17図は、本発明の第7の実施形態の構成を示すブロック図である。干渉除去回路61～6Mは、第5の実施形態で説明した構成と同一又は同等である。

符号間干渉計算器720は、受信信号を基に、各検波対象信号の拡散符号と他の検波対象信号の拡散符号との間の相互相関量を求める。抑圧係数決定器710は、相互相関量から最適な抑圧係数1、2、…、Kを設定し、それらの係数を遅延器731、732、…、73Mを経て、干渉除去回路61～6Mに供給する。具体的には、相互相関が大きい検波対象信号にかかる抑圧係数は瞬間に小さく設定することにより、検波特性が更に向上する。

次に、本発明の第8の実施形態の構成を、第18図のブロック図で説明する。図において、291～29Kは受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号の受信電力を計測する電力計測手段であり、他の符号は第11図と同一または同等物を示す。この実施形態では、該電力計測手段291～29Kにより計測された結果に基づいて、乗算器221～22Kに印加される抑圧係数が決定される。

前記の各実施形態、例えば第1図の実施形態では、第1の相関値検出手段111～11Kと、干渉除去回路21の第2の相関値検出手段151～15Kと同じ個数にしたが、該第2の相関値検出手段151～1

5Kの個数を第1の相関値検出手段111～11Kの個数より多くしてもよい。この場合には、増加した第2の相関値検出手段には、遅延器191～19Kの出力信号は入力されないことになる。

また、前記第6、第7の実施形態（第16、17図）で説明した、送信状態判定器620、抑圧係数決定器610、抑圧係数遅延器631～63M、符号間干渉計算機720、抑圧係数決定器710、抑圧係数遅延器731～73Mを、前記第1～第4実施形態に適用できることは明らかである。

また、前記1～8実施形態において、各干渉除去回路中に送信側で行う帯域制限と同じ処理を行う帯域制限フィルタを含めることができる。例えば、第1図、第10図、第11図等の複製信号減算手段の後段に該帯域制限フィルタを置くことができる。該帯域制限フィルタは複製干渉信号を伝送路上の干渉信号に近いものにすることができるので、干渉除去特性を向上させることができる。

#### 産業上の利用可能性

特開平7-131382号公報（U.S.P 5467368）を含む従来の複製信号除去方式では、干渉除去回路の数を増やしていくと検波特性が劣化する欠点を有していた。特に、軟判定基準によって複製信号を作成するパラレル方式で干渉除去回路をM段接続した場合には、その検波特性は前記式(14)で与えられ、同式の右辺第2項に表れている相関行列のべき乗が発散することが特性劣化の原因となっている。本発明による干渉除去を行うスペクトル拡散信号復調装置において、軟判定基準によって複製信号を作成するパラレル方式は、検波特性が前記式(21)あるいは式(26)で与えられ、これらの式の右辺第2項が収束する条件は前記式(25)で示されている。すなわち、相関行列の固有値 $\alpha_i$ の分布に応じて、

前記式(25)を満たすような抑圧係数  $s$  を設定することにより干渉除去特性が向上し、特に干渉除去回路を複数段接続した場合にこの効果が顕著に表れる。

同様に、硬判定基準によって複製信号を作成する方式であっても、本発明では、複製信号を抑圧することまたはこれと等価な方法によって検波特性を向上させることができる。

また、本発明による干渉除去を行うスペクトル拡散信号復調装置で、整合フィルタで複数回相關値検出を行う場合には、それぞれの干渉除去回路内の第2の相關値検出手段においてシンボルタイミングの検出を行うので、干渉成分を除去しながらタイミング抽出することとなり、干渉除去回路の段数を増やすに従ってシンボルタイミングの抽出精度が向上する。これは従来の方式では考慮されていないものである。

## 請求の範囲

1. スペクトル拡散信号が複数合成された受信信号を入力とするスペクトル拡散信号復調装置において、

受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号に割り当てられた拡散符号と該受信信号との相関値を検出する少なくとも1個の第1の相関値検出手段と、

前記第1の相関値検出手段により検出された相関値をそれぞれのシンボルタイミングに合わせて該拡散符号で再度拡散することにより該受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号の複製を作成する少なくとも1個の複製信号作成手段と、

前記複製信号作成手段により得られた複製信号を該受信信号から減じる少なくとも1個の複製信号減算手段と、

前記複製信号減算手段により得られた複製信号除去後の受信信号と該受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号に割り当てられた拡散符号との相関値を検出する少なくとも1個の第2の相関値検出手段と、

前記第1の相関値検出手段で出力される相関信号が複製信号作成手段と複製信号減算手段と第2の相関値検出手段を経て出力されるまでの間に生成される中間信号に対して、少なくとも1回その強度を弱める少なくとも1個の信号強度抑圧手段と、

上記複製信号作成手段、複製信号減算手段、第2の相関値検出手段、および信号強度抑圧手段からなる干渉除去回路を複数個接続したことを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

2. 請求項1に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

前記信号強度抑圧手段は、前記複製信号作成手段により作成された複

製信号に対してその強度を弱め、前記複製信号減算手段は、前記信号強度抑圧手段により強度抑圧された複製信号を該受信信号から減じることを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

3. スペクトル拡散信号が複数合成された受信信号を入力とするスペクトル拡散信号復調装置において、

受信信号と前段の出力シンボルを入力信号とし、複製信号作成手段、複製信号減算手段、第2の相関値検出手段、および信号強度抑圧手段による処理を一括して行い、遅延された受信信号と検出されたシンボルを出力とする干渉除去回路を複数個接続した構成からなり、

該受信信号が最も早く入力される先頭の干渉除去回路における入力シンボルを全てゼロとしたことを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

4. 請求項1または請求項3に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

前記少なくとも1個の信号強度抑圧手段は、入力された相関信号もしくは複製信号もしくはこれら以外の中間信号に対して0以上1未満の抑圧係数を乗じた信号を出力することを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

5. 請求項1または請求項3に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

少なくとも1個の信号強度抑圧手段は、入力された信号の強度が設定された閾値を越える場合には、出力信号の強度を一定に保つようにしたことを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

6. 請求項5に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

設定される閾値は、前記信号強度抑圧手段に入力された信号に対応するスペクトル拡散信号の受信レベルより大きいことを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

7. 請求項4に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号に対応する信号強度抑圧手段において乗せられる0以上1未満の抑圧係数を、それぞれの送信シンボルの受信タイミングに合わせて次の信号抑圧手段に伝達する抑圧係数伝達手段を有することを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

8. 請求項7に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号のうち、復調の対象となる信号が、無音声や非連続型送信モードのために一時的に送信停止になっている場合、該信号に対応する抑圧係数を一時的にゼロとする手段を具備することを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

9. 請求項7に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号のそれぞれの相互相關量を推定する手段と、

該相互相關量に応じて信号強度抑圧手段における0以上1未満の抑圧係数を適応的に変化させる手段を具備することを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

10. 請求項4に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

全ての信号強度抑圧手段において設定される0以上1未満の抑圧係数が、同じ値であることを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

11. 請求項1または請求項3に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

少なくとも1個の第2の相関値検出手段は、整合フィルタを用いて相関値を検出し、その値に基づいてシンボルタイミングをも生成することを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

12. 請求項11に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

前記複製信号作成手段は、整合フィルタで構成された第1もしくは第

2の相関値検出手段の中で該複製信号作成手段の前に最も近くに位置する相関値検出手段が生成するシンボルタイミングを用いて、入力シンボルを拡散符号で再度拡散することを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

13. 請求項1または請求項3に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

前段の第1もしくは第2相関値検出手段の個数より、現段の第2相関値検出手段の個数が等しいか多い構成であることを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

14. 請求項1または請求項3に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

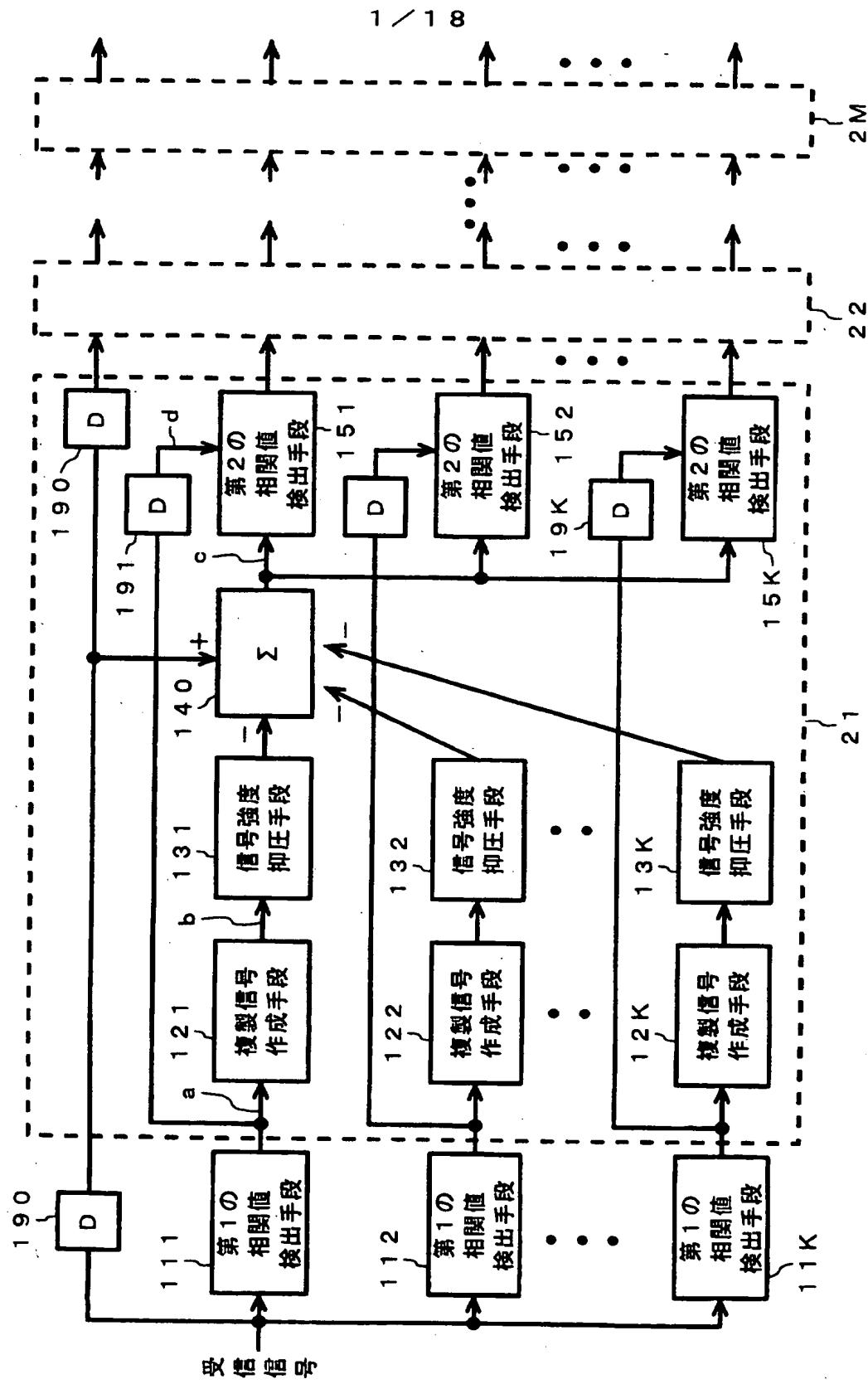
受信信号に含まれる個々のスペクトル拡散信号の受信電力をそれぞれ計測する少なくとも1個の受信電力計測手段と、

上記受信電力計測手段により測定された結果に基づいて、受信電力の大きいスペクトル拡散信号は、受信電力の小さいスペクトル拡散信号と同じ干渉除去回路からもしくは前の干渉除去回路から復調を開始することを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

15. 請求項1または請求項3に記載のスペクトル拡散信号復調装置において、

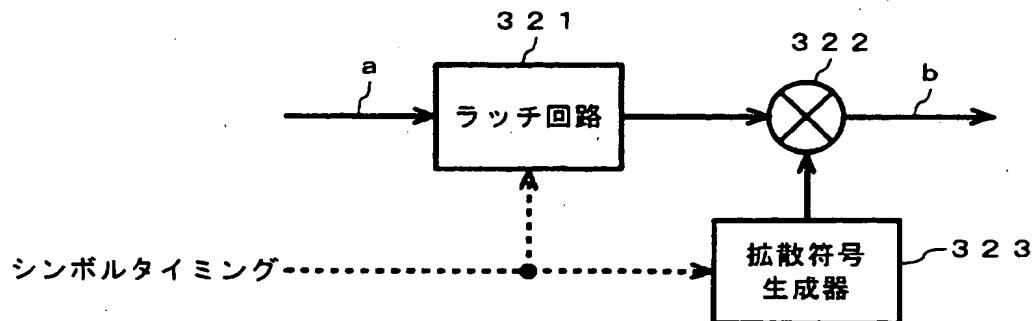
送信側と受信側で設定される信号波形の帯域制限と同等の処理を、複製信号もしくは相関信号に対して行うことを特徴とするスペクトル拡散信号復調装置。

第1図

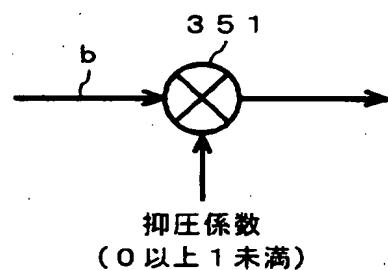


2 / 18

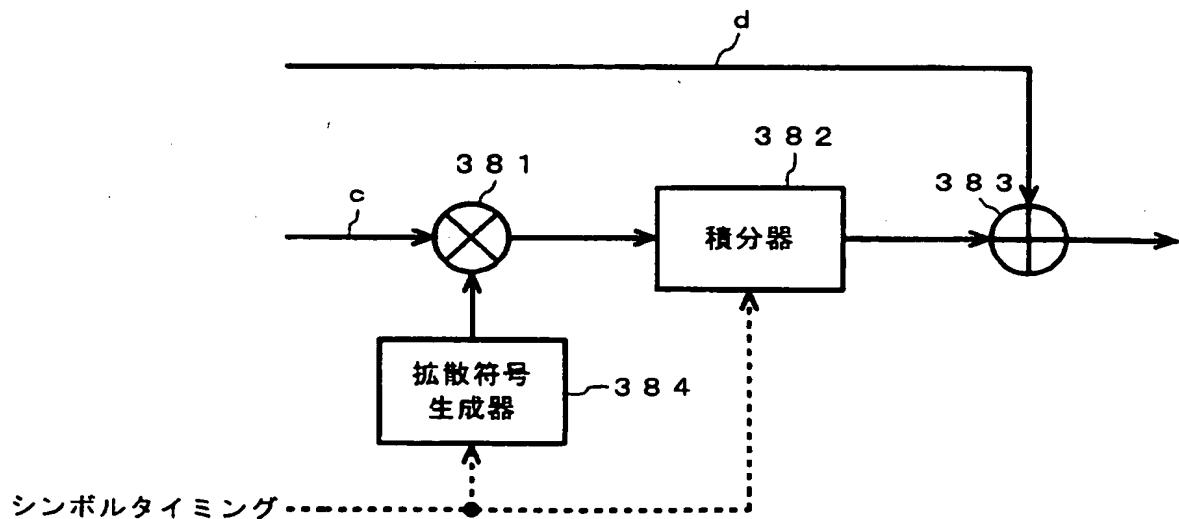
第2図



第3図

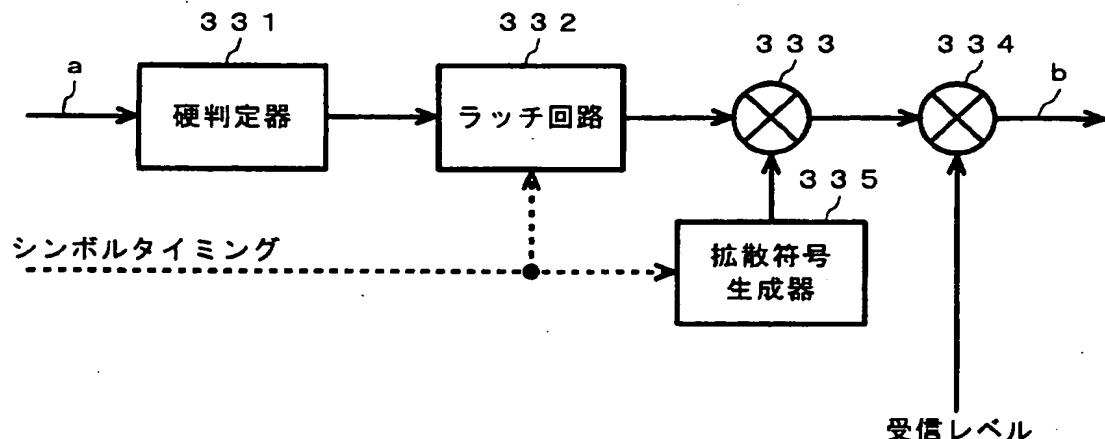


第4図

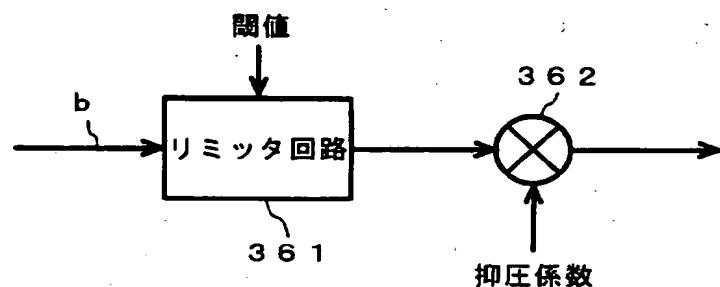


3 / 18

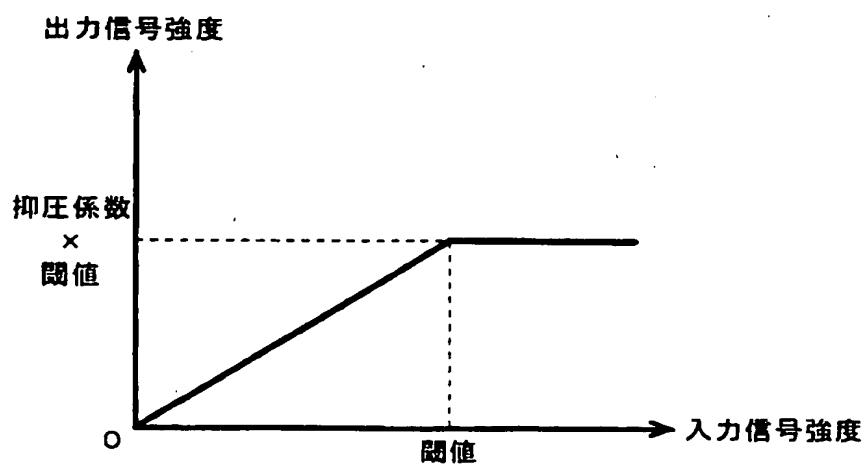
第5図



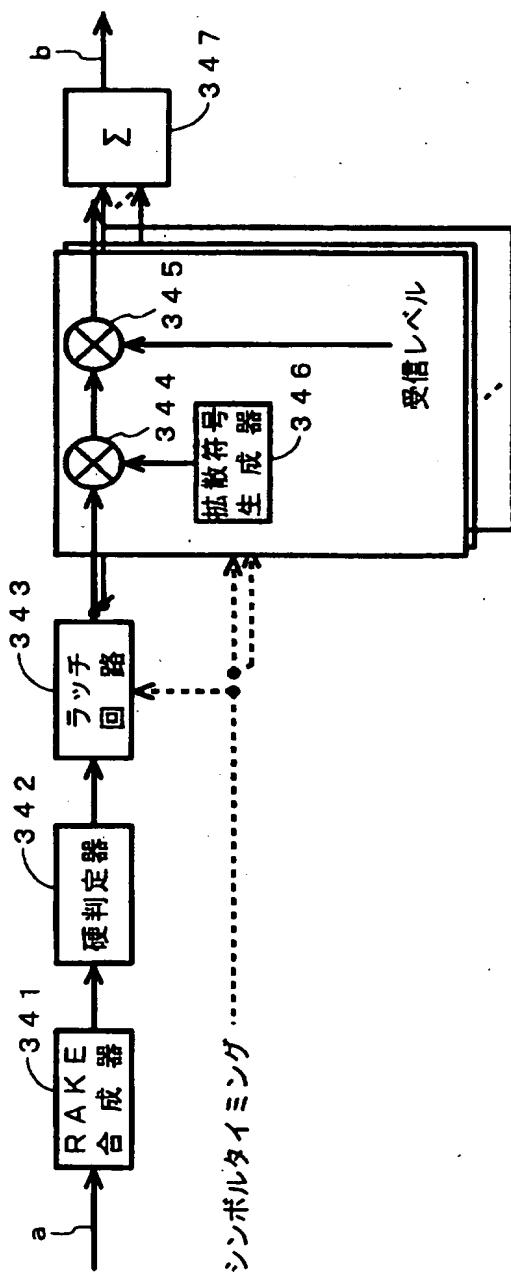
第7図



第8図

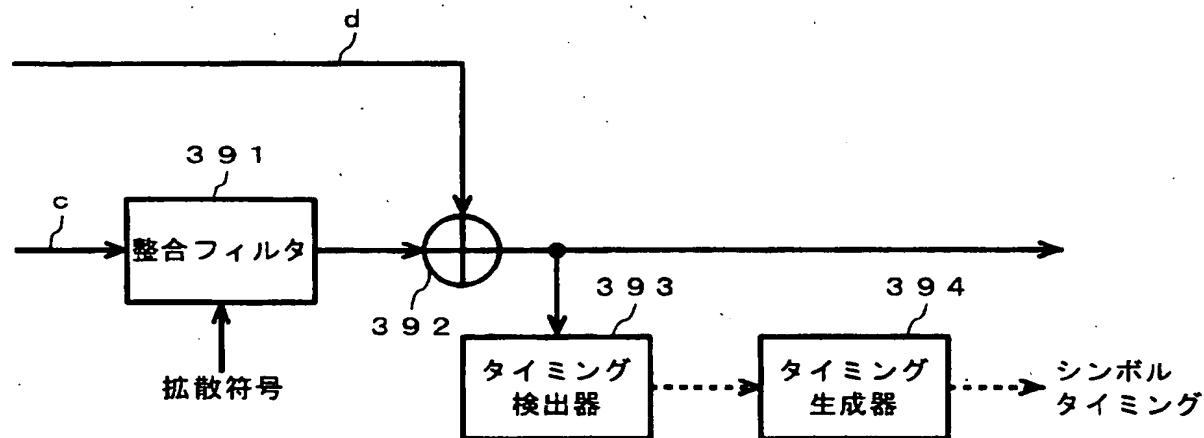


第6図

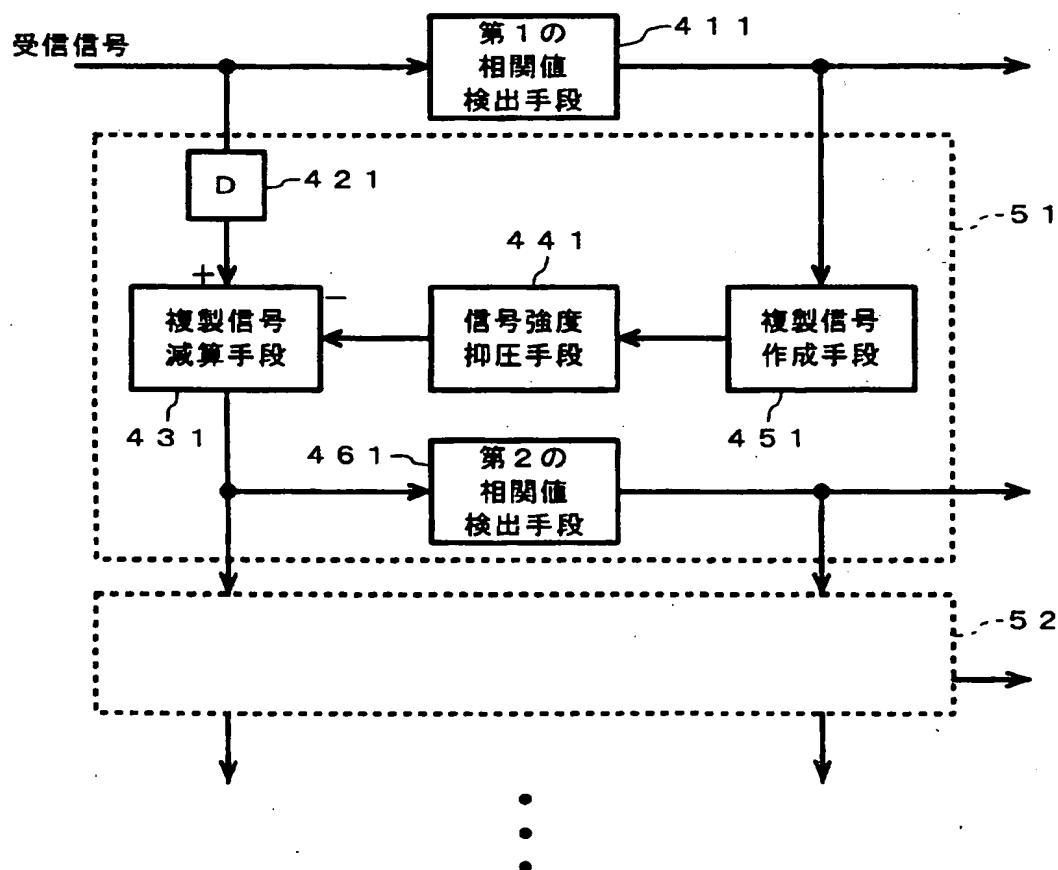


5 / 18

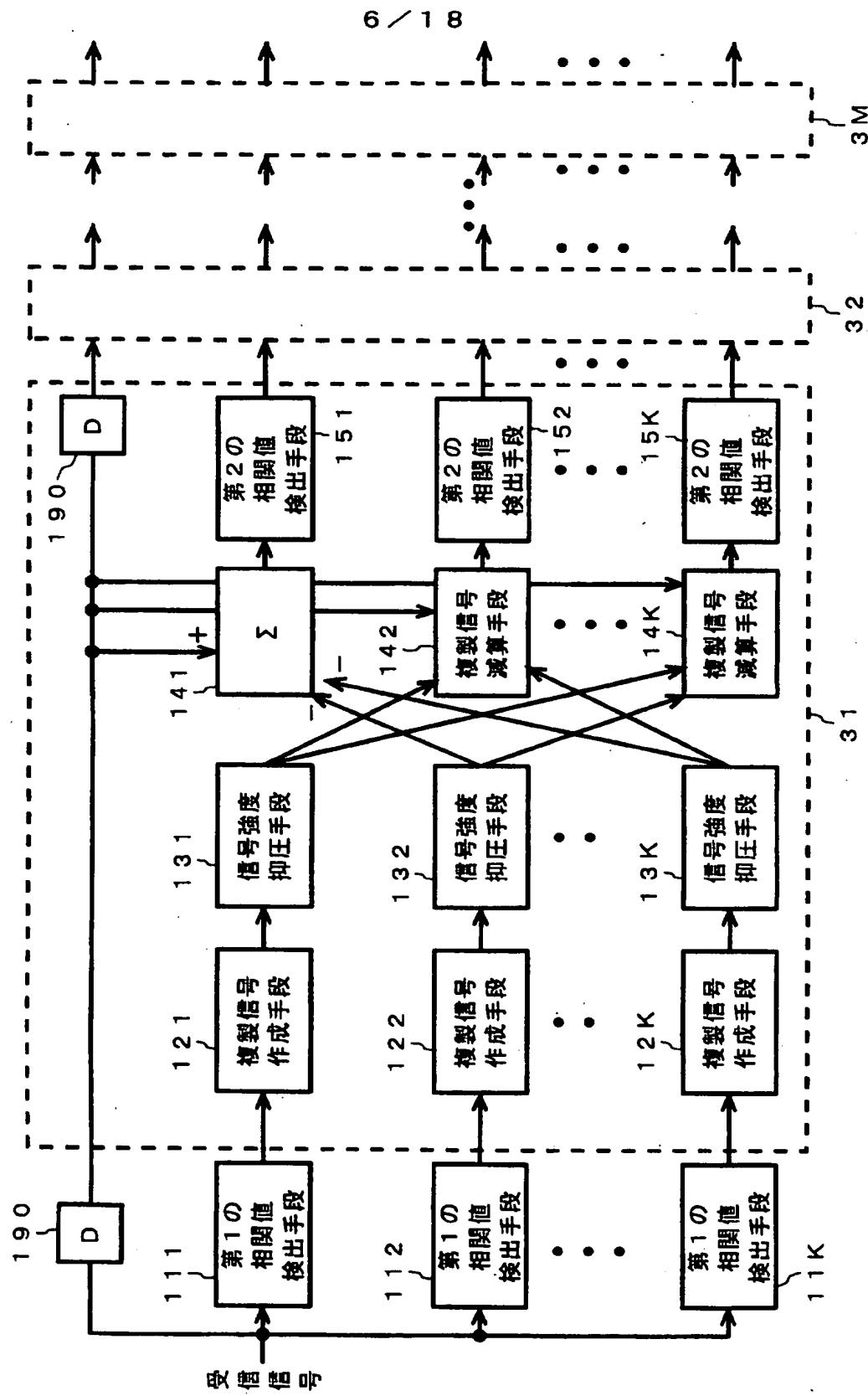
第9図



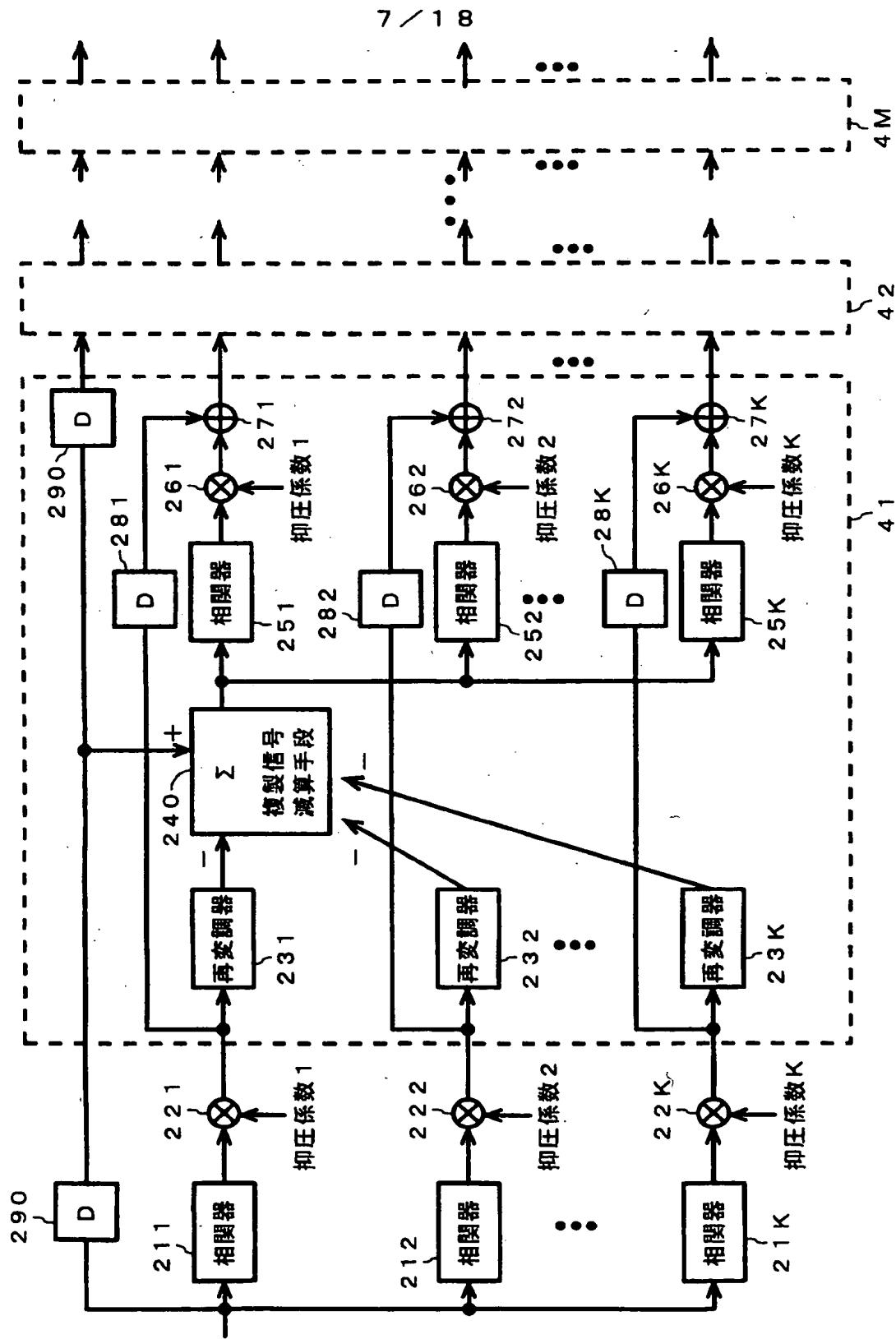
第14図



四  
一  
第

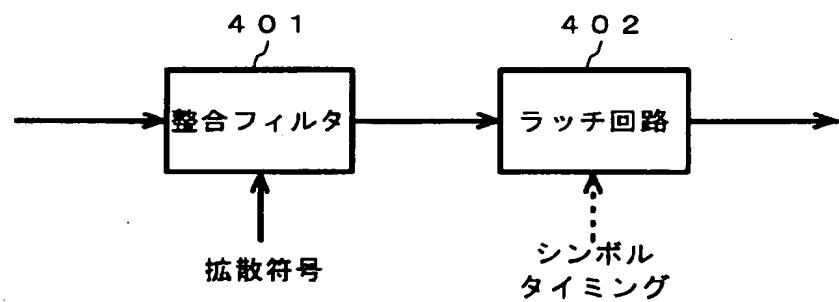


卷一

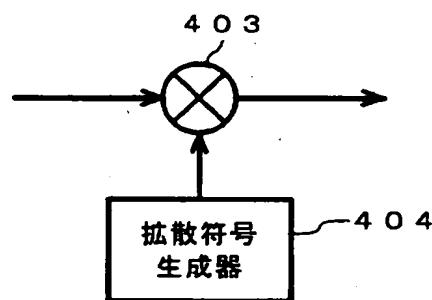


8 / 18

第12図

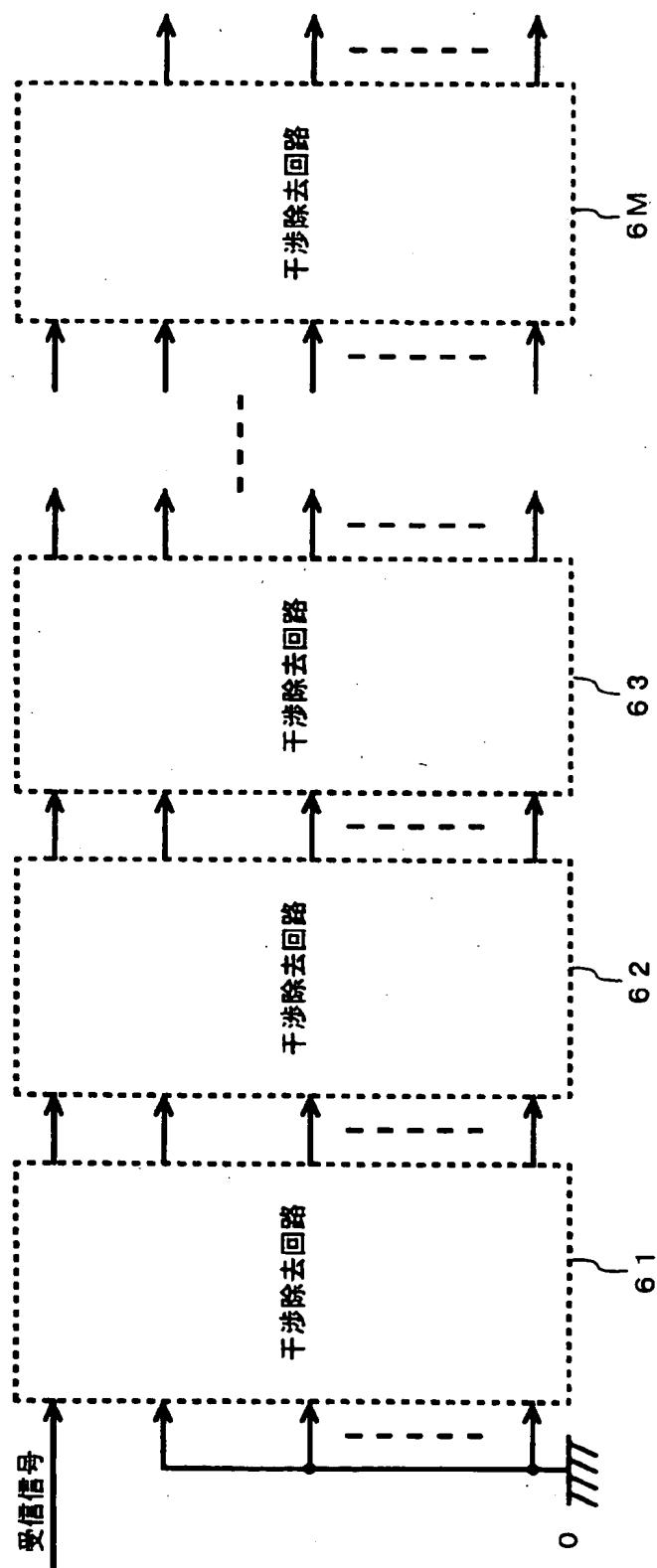


第13図



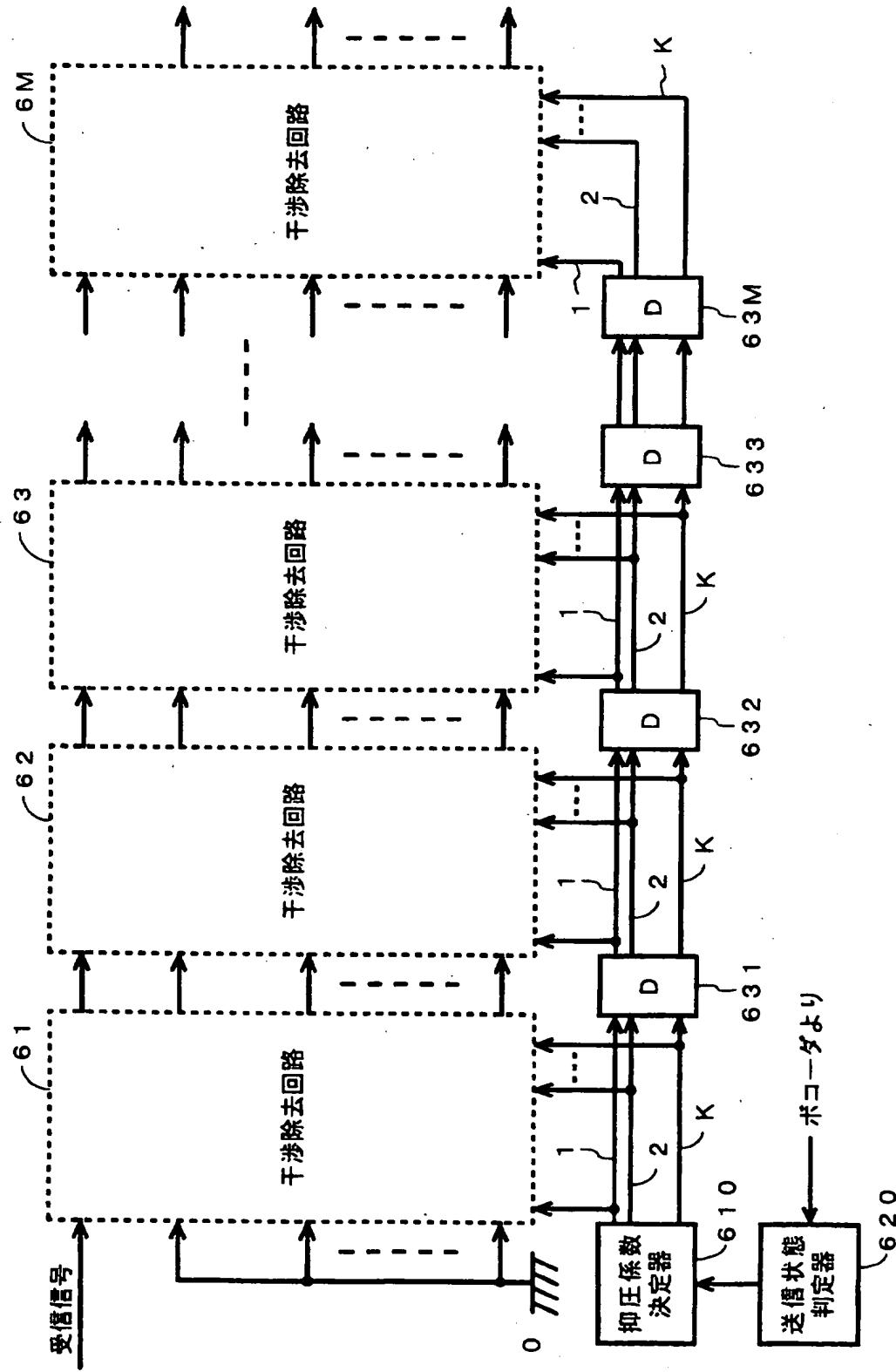
9 / 18

第15圖



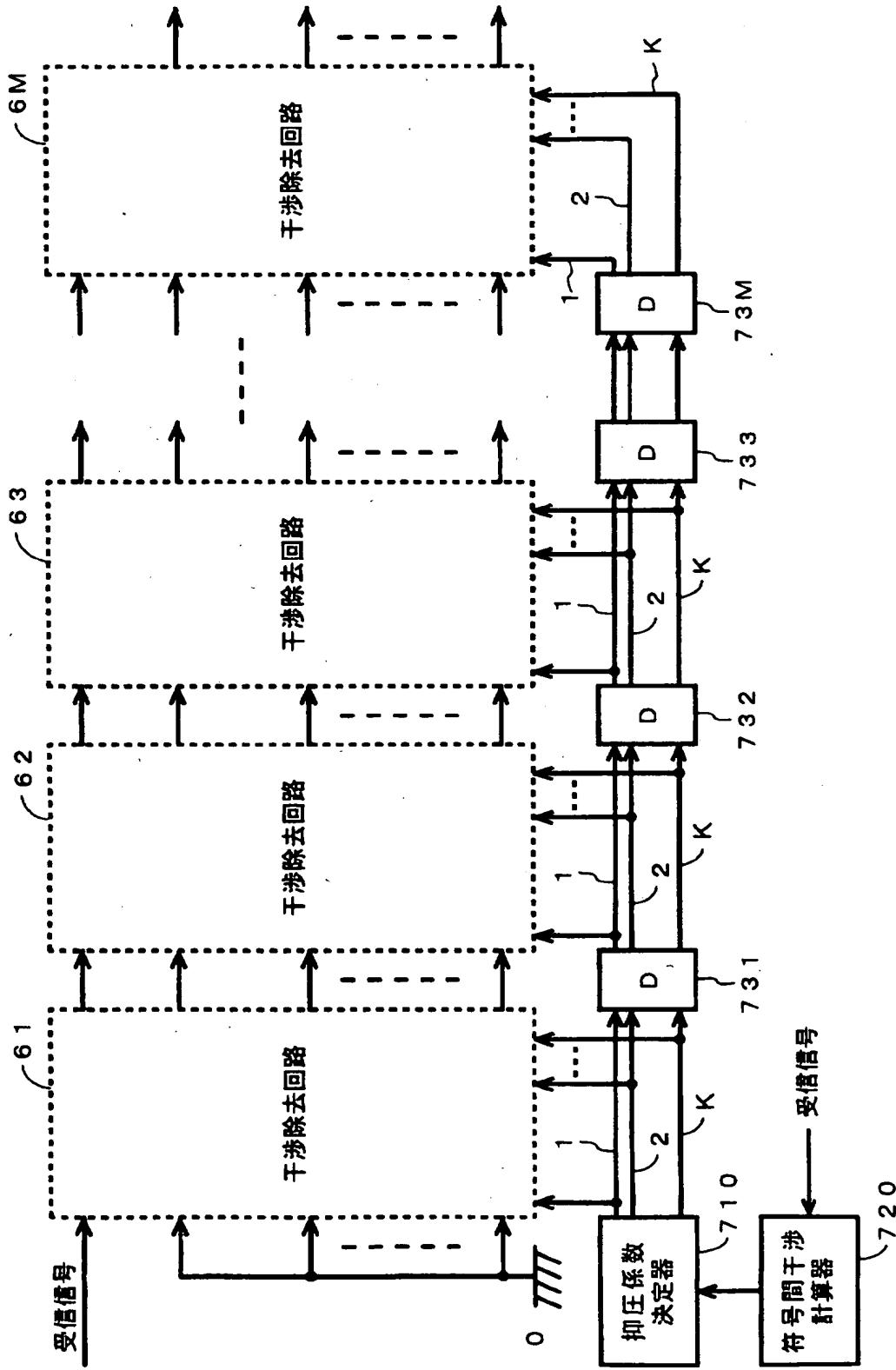
10 / 18

第16図

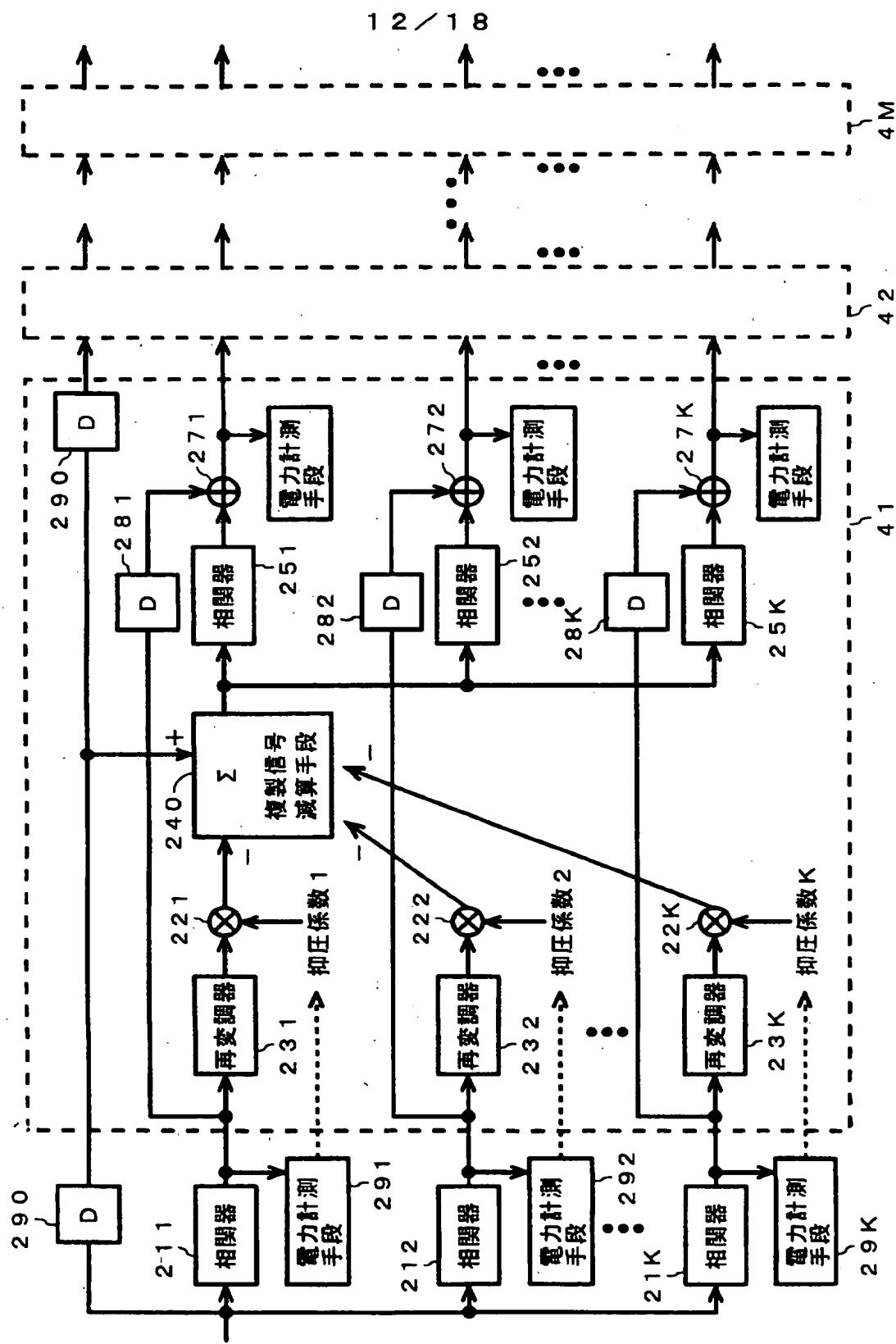


11/18

第17図

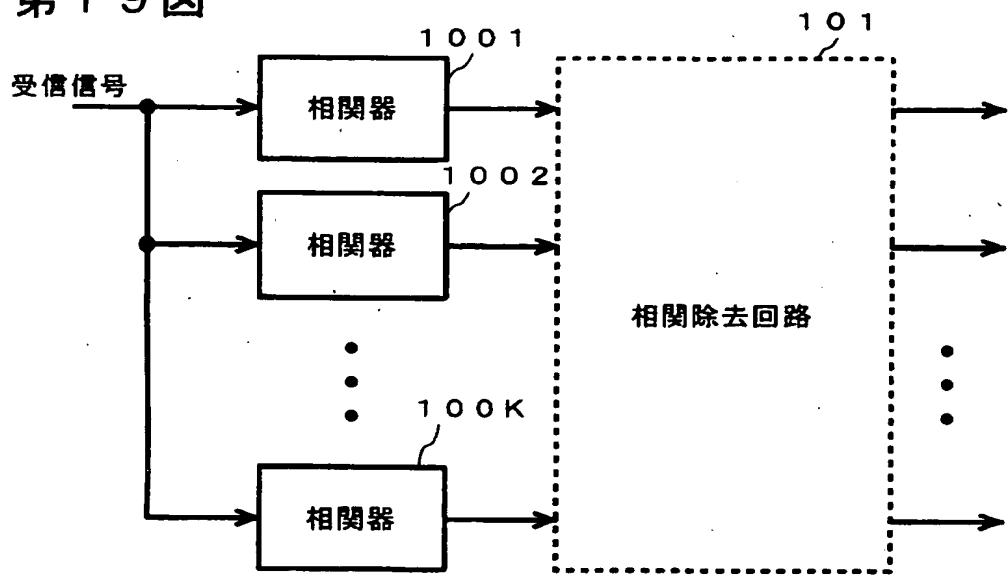


四八一

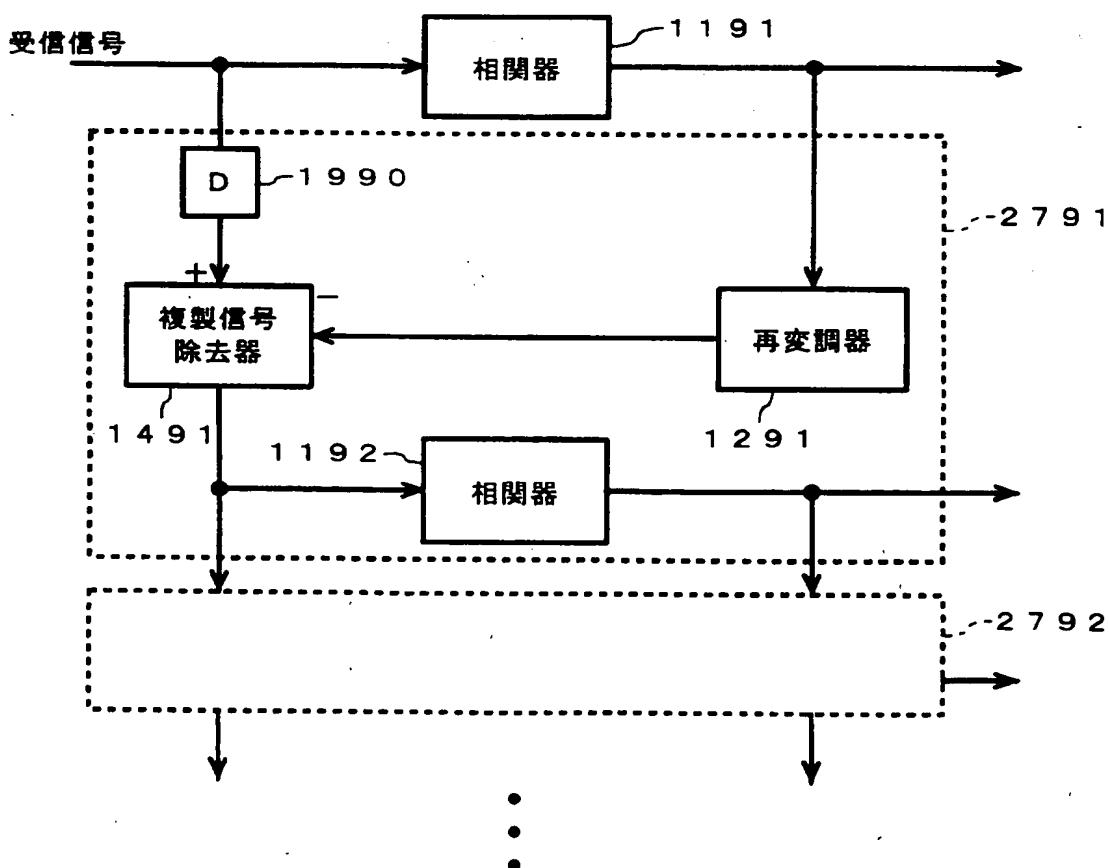


13/18

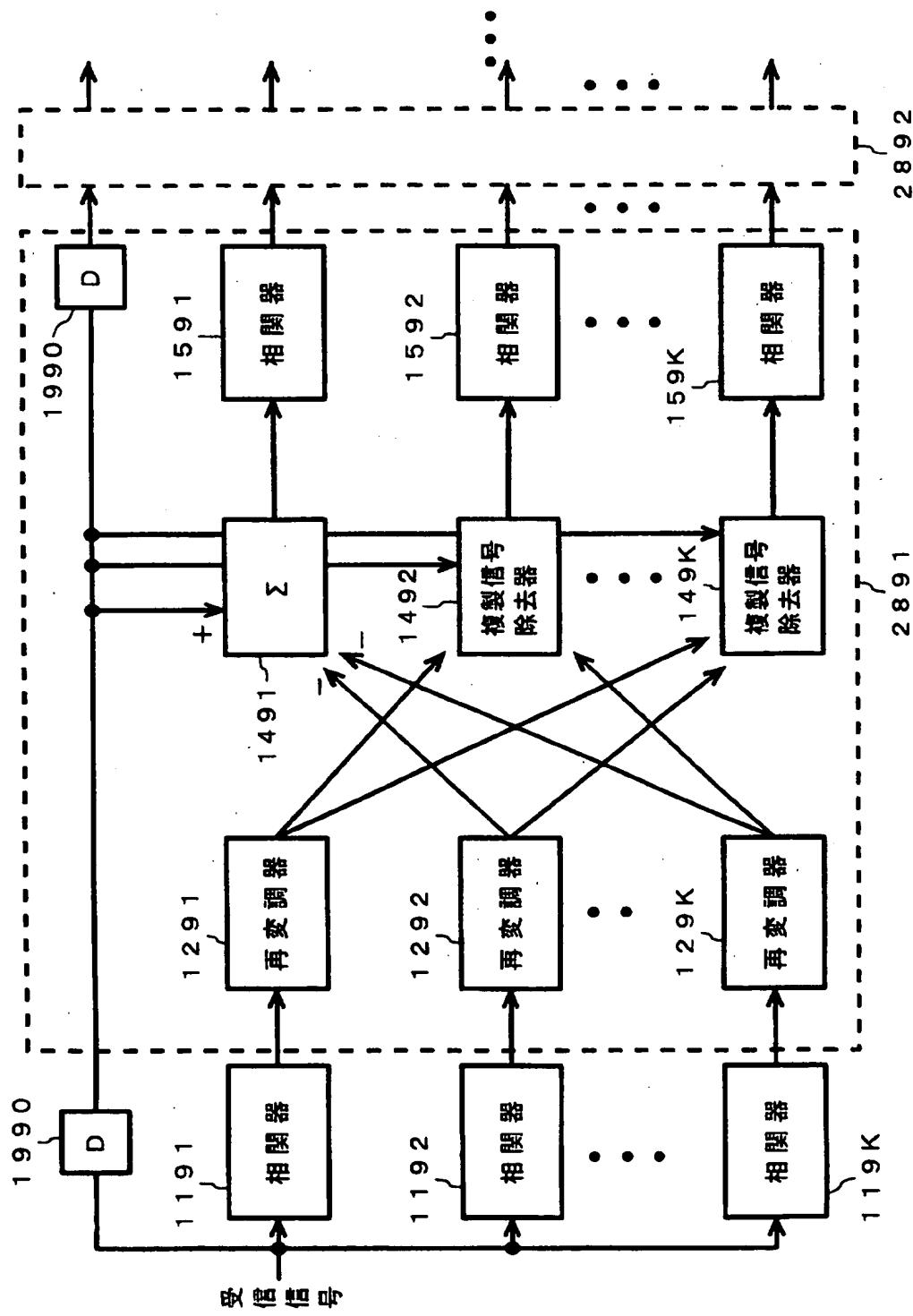
第19図



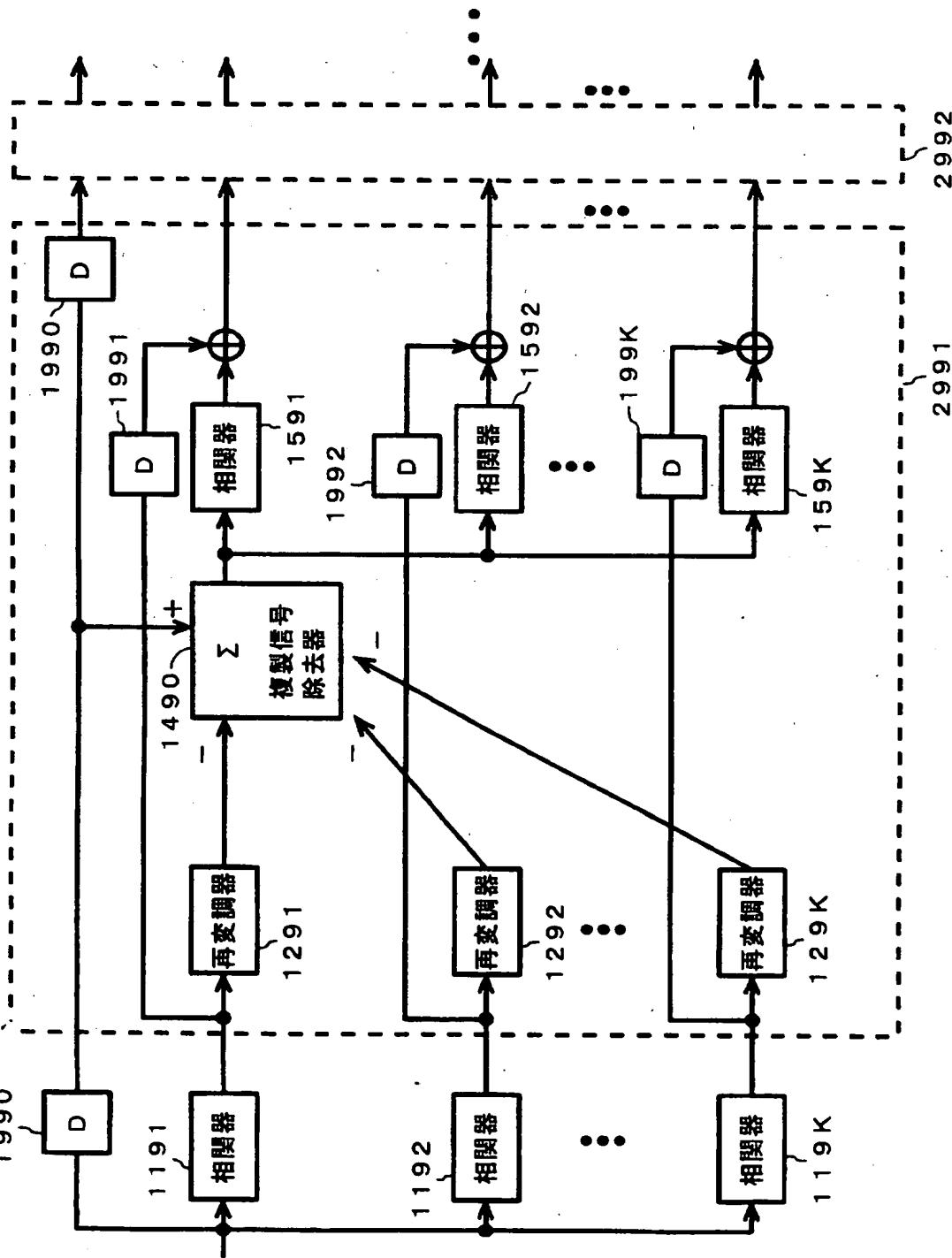
第20図



第21図



第22図



16 / 18

## 第23回

式(1) :

$$\begin{aligned} r &= a_1 d_1 \bar{c}_1 + a_2 d_2 \bar{c}_2 + \cdots + a_K d_K \bar{c}_K + n \\ &= \sum_{k=1}^K a_k d_k \bar{c}_k + n \end{aligned}$$

式(2) :

$$d_k \bar{c}_k \hat{c}_k = z d_k$$

式(3) :

$$\begin{aligned} \hat{d}_k &= r \hat{c}_k \\ &= z a_k d_k + \left( \sum_{i \neq k} a_i d_i \bar{c}_i + n \right) \hat{c}_k \end{aligned}$$

式(4) :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{d}} &= (\hat{d}_1 \ \hat{d}_2 \ \cdots \ \hat{d}_K) \\ &= r \hat{\mathbf{c}} \\ &= r (\hat{c}_1 \ \hat{c}_2 \ \cdots \ \hat{c}_K) \\ &= \mathbf{A} \mathbf{d} \cdot \tilde{\mathbf{C}} + n \hat{\mathbf{c}} \end{aligned}$$

$$\mathbf{A}^t = (a_1 \ a_2 \ \cdots \ a_K)$$

$$\mathbf{d} = (d_1 \ d_2 \ \cdots \ d_K)$$

$$\tilde{\mathbf{C}} = \begin{pmatrix} z & \bar{c}_1 \hat{c}_2 & \cdots & \bar{c}_1 \hat{c}_K \\ \bar{c}_2 \hat{c}_1 & z & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \bar{c}_{K-1} \hat{c}_K \\ \bar{c}_K \hat{c}_1 & \bar{c}_K \hat{c}_2 & \cdots & z \end{pmatrix}$$

式(5) :

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{A} \mathbf{d} \cdot \mathbf{C} + n \hat{\mathbf{c}}$$

$$\mathbf{C} = z \begin{pmatrix} 1 & c_{1,2} & \cdots & c_{1,K} \\ c_{2,1} & 1 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & c_{K-1,K} \\ c_{K,1} & c_{K,2} & \cdots & 1 \end{pmatrix}$$

式(6) :

$$\hat{\mathbf{d}}^{(\infty)} = \hat{\mathbf{d}} \cdot \mathbf{C}^{-1}$$

式(7) :

$$\hat{\mathbf{d}}^{(\infty)} = \mathbf{A} \mathbf{d} + n \hat{\mathbf{c}} \cdot \mathbf{C}^{-1}$$

17/18

式 (8) :

$$\hat{d}_k \bar{c}_k$$

式 (9) :

$$zr - \sum_{k=1}^K \hat{d}_k \bar{c}_k$$

式 (10) :

$$\begin{aligned} \hat{d}_k^{(0)} &= z\hat{d}_k + \left( zr - \sum_{j=1}^K \hat{d}_j \bar{c}_j \right) \hat{c}_k \\ &= z\hat{d}_k + z\hat{d}_k - \sum_{j=1}^K \hat{d}_j \bar{c}_j \hat{c}_k \\ &= z\hat{d}_k - \sum_{j \neq k}^K \hat{d}_j \bar{c}_j \hat{c}_k \end{aligned}$$

式 (11) :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{d}}^{(0)} &= (\hat{d}_1^{(0)} \quad \hat{d}_2^{(0)} \quad \dots \quad \hat{d}_K^{(0)}) \\ &= z\hat{\mathbf{d}} + \hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{C}}) \end{aligned}$$

式 (12) :

$$\hat{\mathbf{d}}^{(M)} = z^M \hat{\mathbf{d}} + z^{M-1} \hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{C}}) + \dots + \hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{C}})^M$$

式 (13) :

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - (z\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{C}})) + n\hat{\mathbf{c}}$$

式 (14) :

$$\hat{\mathbf{d}}^{(M)} = z^{M+1} \mathbf{A} \hat{\mathbf{d}} - \mathbf{A} \hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{C}})^{M+1} + \sum_{m=0}^M z^{M-m} n \hat{\mathbf{c}} (z\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{C}})^m$$

式 (15) :

$$\lim_{M \rightarrow \infty} (\mathbf{I} - \mathbf{C})^M \rightarrow \mathbf{0}$$

式 (16) :

$$zr - s \sum_{k=1}^K \hat{d}_k \bar{c}_k$$

式 (17) :

$$\begin{aligned} \hat{d}_k^{(1)} &= z\hat{d}_k + \left( zr - s \sum_{j=1}^K \hat{d}_j \bar{c}_j \right) \hat{c}_k \\ &= z\hat{d}_k + z\hat{d}_k - s \sum_{j=1}^K \hat{d}_j \bar{c}_j \hat{c}_k \\ &= z\hat{d}_k + (1-s)z\hat{d}_k - s \sum_{j \neq k}^K \hat{d}_j \bar{c}_j \hat{c}_k \end{aligned}$$

第 24 図

18 / 18

## 第25図

式(18) :

$$\hat{\mathbf{d}}^{(1)} = \begin{pmatrix} \hat{d}_1^{(1)} & \hat{d}_2^{(1)} & \dots & \hat{d}_k^{(1)} \end{pmatrix}$$

$$= z\hat{\mathbf{d}} + \hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - s\tilde{\mathbf{C}})$$

式(19) :

$$\hat{\mathbf{d}}^{(M)} = z^M \hat{\mathbf{d}} + z^{M-1} \hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - s\tilde{\mathbf{C}}) + \dots + \hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - s\tilde{\mathbf{C}})^M$$

式(20) :

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - (z\mathbf{I} - s\tilde{\mathbf{C}})) \frac{1}{s} + n\hat{\mathbf{c}}$$

式(21) :

$$\hat{\mathbf{d}}^{(M)} = z^{M+1} \mathbf{A}\hat{\mathbf{d}} \frac{1}{s} - \mathbf{A}\hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - s\tilde{\mathbf{C}})^{M+1} \frac{1}{s} + \sum_{m=0}^M z^{M-m} n\hat{\mathbf{c}} (z\mathbf{I} - s\tilde{\mathbf{C}})^m$$

式(22) :

$$\lim_{M \rightarrow \infty} (\mathbf{I} - s\mathbf{C})^M \rightarrow \mathbf{0}$$

式(23) :

$$\mathbf{C} = \mathbf{X} \begin{pmatrix} \alpha_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \alpha_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \alpha_k \end{pmatrix} \mathbf{X}^{-1}$$

式(24) :

$$(\mathbf{I} - s\mathbf{C})^M = \mathbf{X} \begin{pmatrix} (1-s\alpha_1)^M & 0 & \dots & 0 \\ 0 & (1-s\alpha_2)^M & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & (1-s\alpha_k)^M \end{pmatrix} \mathbf{X}^{-1}$$

式(25) :

$$\max_i |1 - s\alpha_i| < 1$$

式(26) :

$$\hat{\mathbf{d}}^{(M)} = z^{M+1} \mathbf{A}\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{A}\hat{\mathbf{d}} \cdot (z\mathbf{I} - s\tilde{\mathbf{C}})^{M+1} + s \sum_{m=0}^M z^{M-m} n\hat{\mathbf{c}} (z\mathbf{I} - s\tilde{\mathbf{C}})^m$$

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP97/00679

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. Cl<sup>6</sup> H04J13/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int. Cl<sup>6</sup> H04J13/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 7-273713, A (Oki Electric Industry Co., Ltd.), October 20, 1995 (20. 10. 95), (Fig. 1)	1 - 15
A	JP, 7-264112, A (Oki Electric Industry Co., Ltd.), October 13, 1995 (13. 10. 95), (Fig. 3)	1 - 15
A	JP, 7-212274, A (Nippon Telegraph & Telephone Corp.), August 11, 1995 (11. 08. 95), (Fig. 1)	1 - 15

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

## \* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

June 3, 1997 (03. 06. 97)

Date of mailing of the international search report

June 10, 1997 (10. 06. 97)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Facsimile No.

Authorized officer

Telephone No.

## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. C16 H04J13/00

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. C16 H04J13/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP, 7-273713, A (沖電気工業株式会社), 20. 10. 1995 (FIG 1)	1~15
A	JP, 7-264112, A (沖電気工業株式会社), 13. 10. 1995 (FIG 3)	1~15
A	JP, 7-212274, A (日本電信電話株式会社), 11. 08. 1995 (FIG 1)	1~15

 C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

## の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&amp;」同一パテントファミリー文献

## 国際調査を完了した日

03. 06. 97

## 国際調査報告の発送日

10.06.97

## 国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA / JP)

郵便番号 100

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

石井 研一

5K 8124

電話番号 03-3581-1101 内線 3555